

(51)Int.Cl. <sup>7</sup>	識別記号	F I	テ-マコ-ト*(参考)
H 0 2 P 7/63	3 0 2	H 0 2 P 7/63	3 0 2 B 5 H 0 0 7
	3 0 3		3 0 3 V 5 H 5 7 6
H 0 2 M 7/5387		H 0 2 M 7/5387	Z

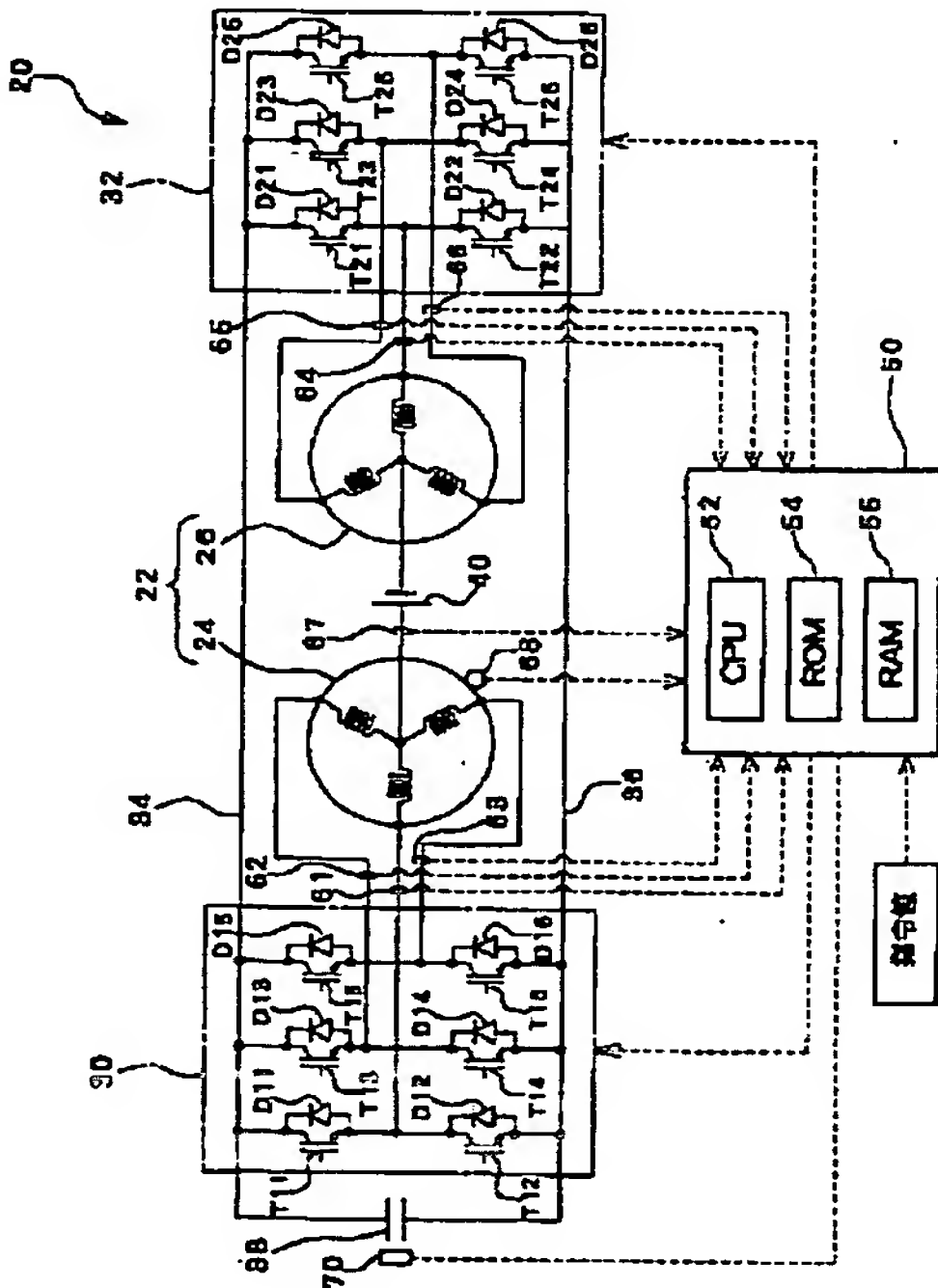
審査請求 未請求 請求項の数18 O L (全 33 頁)

(21)出願番号	特願2001-331175(P2001-331175)	(71)出願人	000003609 株式会社豊田中央研究所 愛知県愛知郡長久手町大字長湫字横道41番地の1
(22)出願日	平成13年10月29日 (2001. 10. 29)	(71)出願人	000003207 トヨタ自動車株式会社 愛知県豊田市トヨタ町1番地
(31)優先権主張番号	特願2000-346967(P2000-346967)	(72)発明者	守屋 一成 愛知県愛知郡長久手町大字長湫字横道41番地の1 株式会社豊田中央研究所内
(32)優先日	平成12年11月14日 (2000. 11. 14)	(74)代理人	100075258 弁理士 吉田 研二 (外2名)
(33)優先権主張国	日本 (J P)		

最終頁に続く

(54)【発明の名称】 駆動装置、動力出力装置およびその制御方法

(57)【要約】  
【課題】 インバータ入力電圧を広い範囲で制御して電動機をより効率的に駆動する。  
【解決手段】 正極母線34と負極母線36とを共用する二つのインバータ回路30、32から巻線ずれ角の位相差をもって各々三相交流電力が供給されるY結線された二つの三相コイル24、26を同一のステータに巻回してなる2Yモータ22の二つの三相コイル24、26の中性点間に直流電源40を接続し、正極母線34と負極母線36との間にコンデンサ38を接続する。インバータ回路30、32のスイッチング制御により三相コイル24、26の中性点間の電位差を直流電源40の電圧より小さくしたり大きくすることにより、コンデンサ38を充電したり放電することができるから、インバータ入力電圧を広い範囲内で調整することができる。



## 【特許請求の範囲】

【請求項 1】 巻線群を有する複数の多相交流負荷と、  
該複数の多相交流負荷のうちの一つの多相交流負荷に接  
続されたインバータ回路と、

該インバータ回路が接続された多相交流負荷の巻線群と  
該多相交流負荷とは異なる少なくとも一つの多相交流負  
荷の巻線群の中性点間に接続された少なくとも一つの副  
電源と、

該副電源が接続された多相交流負荷のうち前記インバー  
タ回路が接続されていない多相交流負荷の有する巻線群  
の中性点の電位を制御する少なくとも一つの中性点電位  
制御手段とを備える駆動装置。

【請求項 2】 請求項 1 に記載の装置において、  
前記中性点電位制御手段は、該制御に係る多相交流負荷  
に接続されたインバータ回路を備える手段である駆動装  
置。

【請求項 3】 請求項 1 又は 2 に記載の装置において、  
前記複数の多相交流負荷は、単一の電気機器が備える負  
荷である駆動装置。

【請求項 4】 動力の出力が可能な動力出力装置であつ  
て、

二つの星形結線コイルと、  
正極母線と負極母線とを共用して前記少なくとも二つの  
星形結線コイルの各々に多相交流電力を供給可能な二つ  
のインバータ回路と、

前記正極母線と前記負極母線とに接続された第 1 電源  
と、

前記二つの星形結線コイルの中性点間に接続された第 2  
電源と、

を備え、  
前記二つの星形結線コイルに電流を流すことで動力を出  
力する動力出力装置。

【請求項 5】 前記第 1 電源は、充放電可能な蓄電手段  
である請求項 4 記載の動力出力装置。

【請求項 6】 請求項 5 に記載の装置において、  
前記二つのインバータ回路は、前記正極母線と負極母線  
との間に配置された上側スイッチング素子と下側スイッ  
チング素子の直列接続をそれぞれ複数有し、上側スイッ  
チング素子と下側スイッチング素子の接続点が対応する  
星形結線コイルの複数の端子にそれぞれ接続されてお  
り、

前記二つのインバータ回路における、上側スイッチング  
素子と下側スイッチング素子のオン期間の比である変調  
率をそれぞれ個別に制御することで、前記第 1 電源の電  
圧を制御する動力出力装置。

【請求項 7】 請求項 6 に記載の装置において、  
前記二つのインバータの一方における変調率を  $d_1$ 、前  
記二つのインバータの他方における変調率を  $d_2$ 、前記  
第 2 電源の出力電圧を  $V_b$ 、前記第 1 電源の出力電圧を  
 $V_c$  としたときに、 $V_c = V_b / (d_1 - d_2)$  という

式に基づいて、前記二つのインバータにおける変調率を  
それぞれ制御する動力出力装置。

【請求項 8】 請求項 7 に記載の装置において、  
前記二つのインバータにおける上側スイッチング素子お  
よび下側スイッチング素子の複数の直列接続について、  
すべてのスイッチング素子をオフとするデッドタイムを  
有する場合には、このデッドタイムを考慮して上記式を  
補正する動力出力装置。

【請求項 9】 請求項 8 に記載の装置において、  
前記二つのインバータにおけるオンオフ周期を決定する  
搬送波の周期を  $T_s$ 、その搬送波の 1 周期に対する前記  
デッドタイムを  $T_d$  としたときに、上記補正された式  
は、 $V_c = V_b / \{ (d_1 - T_d / T_s) - (d_2 + T_d / T_s) \}$  である動力出力装置。

【請求項 10】 請求項 4～9 のいずれか 1 つに記載の  
装置において、

前記二つの星形結線コイルは、一つのロータに対応して  
設けられ、1 つの電動機を構成する動力出力装置。

【請求項 11】 請求項 10 に記載の装置において、  
前記電動機の二つの星形結線コイルに供給される各々の  
多相交流電力の位相差を該二つの星形結線コイルの位相  
差と同一として該電動機から所望のトルクを出力すると  
共に前記第 1 電源の電圧を目標電圧に保持するよう前記  
二つのインバータ回路の複数のスイッチング素子をスイ  
ッチング制御する動力出力装置。

【請求項 12】 請求項 4～9 のいずれか 1 つに記載の  
装置において、

前記二つの星形結線コイルは、それぞれ別のロータに対  
応して設けられ、2 つの別のモータを構成する動力出力  
装置。

【請求項 13】 請求項 12 に記載の装置において、  
二つの電動機からそれぞれ所望のトルクを出力し、か  
つ、前記第 1 電源の電圧を目標電圧に保持するよう前記  
二つのインバータ回路の各々の複数のスイッチング素子  
をスイッチング制御する動力出力装置。

【請求項 14】 請求項 10 に記載の装置において、  
一方の星形結線コイルに供給する電流の振幅最大値を減  
少させ、その減少分に対応する電流を他方の星形結線コ  
イルへ供給する電流に加算する動力出力装置。

【請求項 15】 請求項 14 に記載の装置において、  
前記電動機出力トルクに変動を生じないという条件  
で、前記振幅最大値を減少分および他方への加算を決定  
する動力出力装置。

【請求項 16】 請求項 15 に記載の装置において、  
前記二つの星形コイルの中性点間に流れる電流への影響  
を発生しないという条件で、前記振幅最大値を減少分お  
よび他方への加算を決定する動力出力装置。

【請求項 17】 二つの星形結線コイルを有する電動機  
と、正極母線と負極母線とを共用して前記二つの星形結  
線コイルの各々に多相交流電力を供給可能な二つのイン

バータ回路と、前記正極母線と前記負極母線とに接続された蓄電手段と、前記電動機の二つの星形結線コイルの中性点間に接続された電源とを備える動力出力装置の制御方法であって、

前記電動機の二つの星形結線コイルに供給される各々の多相交流電力の位相差を該二つの星形結線コイルの位相差と同一とすると共に前記二つの星形結線コイルの中性点間の電位差を調節可能に前記二つのインバータ回路の複数のスイッチング素子をスイッチング制御することにより、該電動機から所望のトルクを出力すると共に前記正極母線と前記負極母線との間の電位差を所望の電位差にする動力出力装置の制御方法。

【請求項 18】 星形結線コイルを有する第 1 の電動機と、星形結線コイルを有する第 2 の電動機と、前記第 1 の電動機に多相交流電力を供給可能な第 1 のインバータ回路と、該第 1 のインバータ回路の正負の母線を正負の母線として前記第 2 の電動機に多相交流電力を供給可能な第 2 のインバータ回路と、前記第 1 のインバータ回路の正負の母線に接続された蓄電手段と、前記第 1 の電動機の中性点と前記第 2 の電動機の中性点とに接続された電源とを備える動力出力装置の制御方法であって、前記第 1 の電動機の中性点と前記第 2 の電動機の中性点との間の電位差を調節可能に前記第 1 のインバータ回路および前記第 2 のインバータ回路の各々の複数のスイッチング素子をスイッチング制御することにより、前記第 1 の電動機から所望のトルクを出力すると共に前記第 2 の電動機から所望のトルクを出力し、かつ、前記正極母線と前記負極母線との間の電位差を所望の電位差にする動力出力装置の制御方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、駆動装置、動力出力装置およびその制御方法に関する。

【0002】

【従来の技術】従来、この種の動力出力装置としては、電動機に三相交流を印加するインバータ回路の正極母線と負極母線とに接続されたコンデンサとインバータ回路の正極母線または負極母線と電動機の中性点とに接続された直流電源とを備えるものが提案されている（例えば、特開平 10-337047 号公報や特開平 11-178114 号公報など）。この装置では、電動機の各相のコイルとインバータ回路のスイッチング素子からなる回路を直流電源の電圧を昇圧してコンデンサを充電する昇圧チョッパ回路として機能させる動作とインバータ回路をコンデンサの電圧を用いて電動機を駆動する本来の回路として機能させる動作とを時間分割により実現してコンデンサの充電と電動機の駆動の機能を有するものとしている。

【0003】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、こうし

た動力出力装置では、インバータ回路の入力電圧、即ちコンデンサの端子間電圧は、電動機の中性点からみた正負の母線の電圧の差の広がり を考慮すると、直流電源の電圧からその 3 倍程度の電圧までの範囲内に制御する必要がある。電動機の状態に応じてインバータ回路の入力電圧を制御できれば、効率よく電動機を駆動することができるが、その範囲が制限されると電動機の効率運転も制限されてしまう。

【0004】本発明の駆動装置、動力出力装置およびその制御方法は、インバータ回路の入力電圧を広い範囲で制御することを目的の一つとする。また、本発明の動力出力装置およびその制御方法は、電動機をより効率的に駆動することを目的の一つとする。

【0005】

【課題を解決するための手段およびその作用・効果】本発明の駆動装置、動力出力装置およびその制御方法は、上述の目的の少なくとも一部を達成するために以下の手段を採った。

【0006】本発明の駆動装置は、巻線群を有する複数の多相交流負荷と、該複数の多相交流負荷のうちの一つの多相交流負荷に接続されたインバータ回路と、該インバータ回路が接続された多相交流負荷と該多相交流負荷とは異なる少なくとも一つの多相交流負荷との巻線群の中性点間に接続された少なくとも一つの副電源と、該副電源が接続された多相交流負荷のうち前記インバータ回路が接続されていない多相交流負荷の有する巻線群の中性点の電位を制御する少なくとも一つの中性点電位制御手段とを備えることを要旨とする。

【0007】この本発明の駆動装置では、インバータ回路の入力電圧は、副電源が接続された各々の巻線群の中性点電位により定まるが、インバータ回路が接続された多相交流負荷の巻線群の中性点電位はインバータ回路により可変であり、インバータ回路が接続されていない多相交流負荷の巻線群の中性点電位は中性点電位制御手段により可変であるから、副電源の電圧に拘わらず、インバータ回路の入力電圧を自由に設定することができる。

【0008】こうした本発明の駆動装置において、前記中性点電位制御手段は、該制御に係る多相交流負荷に接続されたインバータ回路を備える手段であるものとすることもできる。

【0009】また、本発明の駆動装置において、前記複数の多相交流負荷は、単一の電気機器が備える負荷であっても、複数の電気機器が備える負荷であってもよい。

【0010】本発明の動力出力装置は、動力の出力が可能な動力出力装置であって、二つの星形結線コイルと、正極母線と負極母線とを共用して前記二つの星形結線コイルの各々に多相交流電力を供給可能な二つのインバータ回路と、前記正極母線と前記負極母線とに接続された第 1 電源と、前記二つの星形結線コイルの中性点間に接続された第 2 電源とを備えることを要旨とする。

【0011】この本発明の動力出力装置では、正極母線と負極母線とを共用する二つのインバータ回路を制御することにより正極母線と負極母線とに接続された第1電源と電動機の二つの星形結線コイルの中性点間に接続された第2電源との電力授受を行なうと共に二つの星形結線コイルに多相交流電力を供給することにより、正極母線と負極母線との間の電圧を広い範囲で制御することができる。したがって、正極母線と負極母線との間の電位差、即ち二つのインバータ回路の入力電圧を制御することができ、電動機をより効率的に駆動することができる。

【0012】ここで、本発明の第1の動力出力装置において、前記第1電源として充放電可能な蓄電手段を用いることもできる。この蓄電手段を用いる場合、蓄電手段の端子間電圧を制御できるから、蓄電手段として容量の小さなものを用いることができる。

【0013】また、前記二つのインバータ回路は、前記正極母線と負極母線との間に配置された上側スイッチング素子と下側スイッチング素子の直列接続をそれぞれ複数有し、上側スイッチング素子と下側スイッチング素子の接続点に対応する星形結線コイルの複数の端子にそれぞれ接続されており、前記二つのインバータ回路における、上側スイッチング素子と下側スイッチング素子のオン期間の比である変調率をそれぞれ個別に制御することで、前記第1電源の電圧を制御することが好適である。この場合に、前記二つのインバータの一方における変調率を $d_1$ 、前記二つのインバータの他方における変調率を $d_2$ 、前記第2電源の出力電圧を $V_b$ 、前記第1電源の出力電圧を $V_c$ としたときに、 $V_c = V_b / (d_1 - d_2)$ という式に基づいて、前記二つのインバータにおける変調率をそれぞれ制御することができる。これによって、第1電源の電圧値を容易に制御することができる。

【0014】また、前記二つのインバータにおける上側スイッチング素子および下側スイッチング素子の複数の直列接続について、すべてのスイッチング素子をオフとするデッドタイムを有する場合には、このデッドタイムを考慮して上記式を補正することが好適である。

【0015】さらに、前記二つのインバータにおけるオンオフ周期を決定する搬送波の周期を $T_s$ 、その搬送波の1周期に対する前記デッドタイムを $T_d$ としたときに、上記補正された式は、 $V_c = V_b / \{ (d_1 - T_d / T_s) - (d_2 + T_d / T_s) \}$ であることが好適である。

【0016】また、前記二つの星形結線コイルは、一つのロータに対応して設けられ、1つの電動機を構成することが好適である。この場合、前記電動機の二つの星形結線コイルに供給される各々の多相交流電力の位相差を該二つの星形結線コイルの位相差と同一として該電動機

から所望のトルクを出力すると共に前記第1電源の電圧を目標電圧に保持するよう前記二つのインバータ回路の複数のスイッチング素子をスイッチング制御するとよい。

【0017】また、前記二つの星形結線コイルは、それぞれ別のロータに対応して設けられ、2つの別のモータを構成することも好適である。この場合、二つの電動機からそれぞれ所望のトルクを出力し、かつ、前記第1電源の電圧を目標電圧に保持するよう前記二つのインバータ回路の各々の複数のスイッチング素子をスイッチング制御するとよい。また、一方の星形結線コイルに供給する電流の振幅最大値を減少させ、その減少分に対応する電流を他方の星形結線コイルへ供給する電流に加算することが好適である。これによって、電流の振幅最大値を減少させることができ、インバータの耐圧など低くすることができる。

【0018】また、前記電動機の実出力トルクに変動を生じないという条件で、前記振幅最大値を減少分および他方への加算を決定することが好適である。これによって、出力トルクへの影響を排除することができる。

【0019】また、前記二つの星形コイルの中性点間に流れる電流への影響を発生しないという条件で、前記振幅最大値を減少分および他方への加算を決定することが好適である。これによって、第1電源の電圧制御に悪影響がでることを防止できる。

【0020】なお、本動力出力装置において、「電動機」には、発電可能な発電電動機も含まれる。

【0021】本発明の第1の動力出力装置の制御方法は、二つの星形結線コイルを有する電動機と、正極母線と負極母線とを共用して前記二つの星形結線コイルの各々に多相交流電力を供給可能な二つのインバータ回路と、前記正極母線と前記負極母線とに接続された蓄電手段と、前記電動機の二つの星形結線コイルの中性点間に接続された電源とを備える動力出力装置の制御方法であって、前記電動機の二つの星形結線コイルに供給される各々の多相交流電力の位相差を該二つの星形結線コイルの位相差と同一とすると共に前記二つの星形結線コイルの中性点間の電位差を調節可能に前記二つのインバータ回路の複数のスイッチング素子をスイッチング制御することにより、該電動機から所望のトルクを出力すると共に前記正極母線と前記負極母線との間の電位差を所望の電位差にすることを要旨とする。

【0022】この本発明の第1の動力出力装置の制御方法によれば、正極母線と負極母線とを共用する二つのインバータ回路を制御することにより正極母線と負極母線とに接続された蓄電手段と電動機の二つの星形結線コイルの中性点間に接続された電源との電力授受を行なうと共に二つの星形結線コイルに多相交流電力を供給することにより、正極母線と負極母線との間の電圧を広い範囲で制御することができると共に電動機を駆動制御するこ

とができる。したがって、電動機の状態に応じて正極母線と負極母線との間の電位差、即ち二つのインバータ回路の入力電圧を制御することができ、電動機をより効率的に駆動することができる。

【0023】本発明の第2の動力出力装置の制御方法は、星形結線コイルを有する第1の電動機と、星形結線コイルを有する第2の電動機と、前記第1の電動機に多相交流電力を供給可能な第1のインバータ回路と、該第1のインバータ回路の正負の母線を正負の母線として前記第2の電動機に多相交流電力を供給可能な第2のインバータ回路と、前記第1のインバータ回路の正負の母線に接続された蓄電手段と、前記第1の電動機の中性点と前記第2の電動機の中性点とに接続された電源とを備える動力出力装置の制御方法であって、前記第1の電動機の中性点と前記第2の電動機の中性点との間の電位差を調節可能に前記第1のインバータ回路および前記第2のインバータ回路の各々の複数のスイッチング素子をスイッチング制御することにより、前記第1の電動機から所望のトルクを出力すると共に前記第2の電動機から所望のトルクを出力し、かつ、前記正極母線と前記負極母線との間の電位差を所望の電位差にすることを要旨とする。

【0024】この本発明の第2の動力出力装置の制御方法によれば、正極母線と負極母線とを共用する第1のインバータ回路と第2のインバータ回路とを制御することにより正極母線と負極母線とに接続された蓄電手段と第1の電動機の中性点と第2の電動機の中性点とに接続された電源との電力授受を行なうと共に第1の電動機と第2の電動機とに多相交流電力を供給することにより、正極母線と負極母線との間の電圧を広い範囲で制御することができると共に第1の電動機と第2の電動機とを独立に駆動制御することができる。したがって、第1の電動機や第2の電動機の状態に応じて正極母線と負極母線との間の電位差、即ち二つのインバータ回路の入力電圧を制御することができ、第1の電動機や第2の電動機をより効率的に駆動することができる。

【0025】

【発明の実施の形態】次に、本発明の実施の形態を実施例を用いて説明する。図1は、本発明の一実施例である動力出力装置20の構成の概略を示す構成図である。実施例の動力出力装置20は、Y結線された二つの三相コイル24、26を有する二重巻線モータ（以下、2Yモータという）22と、二つの三相コイル24、26に各々接続され正極母線34と負極母線36を共用する二つのインバータ回路30、32と、正極母線34と負極母線36とに接続されたコンデンサ38と、2Yモータ22の二つの三相コイル24、26の中性点間に設けられた直流電源40と、装置全体をコントロールする電子制御ユニット50とを備える。

【0026】図2は、2Yモータ22の二つの三相コイ

ル24、26の関係を例示する説明図である。2Yモータ22は、例えば外表面に永久磁石が貼り付けられたロータと、図2に例示するように二つの三相コイル24、26を回転方向に角度 $\alpha$ だけずらして巻回されたステータとから構成されており、二つの三相コイル24、26が巻回されている点を除いて通常の発電可能な同期発電電動機と同様の構成をしている。三相コイル24、26は回転方向に角度 $\alpha$ だけずれているから、2Yモータ22は六相のモータと考えることもできる。こうした2Yモータ22を駆動するには、インバータ回路30により三相コイル24に印加される三相交流に対して巻線ずれ角 $\alpha$ だけ位相差をもった三相交流が三相コイル26に印加されるようインバータ回路32を制御すればよい。なお、2Yモータ22の回転軸は実施例の動力出力装置20の出力軸となっており、この回転軸から動力が出力される。実施例の2Yモータ22は前述したように発電電動機として構成されているから、2Yモータ22の回転軸に動力を入力すれば、2Yモータ22により発電できるようになっている。

【0027】インバータ回路30、32は、共に6個のトランジスタT11～T16、T21～T26と6個のダイオードD11～D16、D21～D26とにより構成されている。6個のトランジスタT11～T16、T21～T26は、それぞれ正極母線34と負極母線36とに対してソース側とシンク側となるよう2個ずつペアで配置され、その接続点に2Yモータ22の三相コイル24、26（UVW）の各々が接続されている。したがって、正極母線34と負極母線36とに電圧が作用している状態で対をなすトランジスタT11～T16、T21～T26のオン時間の割合を巻線ずれ角 $\alpha$ の位相差をもって制御すれば、2Yモータ22の三相コイル24、26により回転磁界を形成し、2Yモータ22を回転駆動することができる。

【0028】電子制御ユニット50は、CPU52を中心とするマイクロプロセッサとして構成されており、処理プログラムを記憶したROM54と、一時的にデータを記憶するRAM56と、入出力ポート（図示せず）とを備える。この電子制御ユニット50には、2Yモータ22の三相コイル24、26のuvwの各相に取り付けられた電流センサ61～66からの各相電流 $I_{u1}$ 、 $I_{v1}$ 、 $I_{w1}$ 、 $I_{u2}$ 、 $I_{v2}$ 、 $I_{w2}$ や2Yモータ22の中性点に取り付けられた電流センサ67からの中性点電流 $I_o$ 、2Yモータ22の回転軸に取り付けられた回転角センサ68からの2Yモータ22の回転子の回転角 $\theta$ 、コンデンサ38に取り付けられた電圧センサ70からのコンデンサ38の端子間電圧 $V_c$ 、2Yモータ22の駆動に関する指令値などが入力ポートを介して入力されている。ここで、電流センサ61～63および電流センサ64～66のうちの各々いずれか一つは省略可能であり、いずれか一つを異常検出専用のセンサとして用

いるものとしてもよい。また、電子制御ユニット 50 からは、インバータ回路 30、32 のトランジスタ T11～T16、T21～T26 のスイッチング制御を行なうための制御信号などが出力ポートを介して出力されている。

【0029】次に、こうして構成された実施例の動力出力装置 20 の動作原理について説明する。図 3 は、三相コイル 24 の中性点と三相コイル 26 の中性点と電位差  $V_{012}$  が直流電源 40 の電圧  $V_b$  より小さい状態における電流の流れを 2 Y モータ 22 の三相コイル 24、26 の  $u$  相の漏れインダクタンスに着目して説明する説明図である。いま、三相コイル 24 の中性点と三相コイル 26 の中性点との電位差  $V_{012}$  が直流電源 40 の電圧  $V_b$  より小さい状態でインバータ回路 30 のトランジスタ T12 がオンの状態かインバータ回路 32 のトランジスタ T21 がオンの状態を考える。この場合、図 3

(a) か図 3 (b) 中に実線矢印で示す短絡回路が形成され、2 Y モータ 22 の三相コイル 24、26 の  $u$  相はリアクトルとして機能する。この状態からインバータ回路 30 のトランジスタ T12 をオフすると共にインバータ回路 32 のトランジスタ T21 をオフすると、リアクトルとして機能している三相コイルの  $u$  相に蓄えられたエネルギーは、図 3 (c) 中実線矢印で示す充電回路によりコンデンサ 38 に蓄えられる。したがって、この回路は、直流電源 40 のエネルギーをコンデンサ 38 に蓄えるコンデンサ充電回路とみなすことができる。このコンデンサ充電回路は、昇圧チョップ回路と同様の構成となっているから、コンデンサ 38 の端子間電圧  $V_c$  を直流電源 40 の電圧  $V_b$  より高く自由に操作することができる。2 Y モータ 22 の三相コイル 24、26 の  $v$   $w$  相も、 $u$  相と同様にコンデンサ充電回路とみなすことができるから、三相コイル 24 の中性点と三相コイル 26 の中性点との電位差  $V_{012}$  が直流電源 40 の電圧  $V_b$  より小さい状態とすると共にインバータ回路 30 のトランジスタ T12、T14、T16 やインバータ回路 32 のトランジスタ T21、T23、T25 をオンオフすることにより、直流電源 40 によりコンデンサ 38 を充電することができる。

【0030】図 4 は、三相コイル 24 の中性点と三相コイル 26 の中性点との電位差  $V_{012}$  が直流電源 40 の電圧  $V_b$  より大きい状態における電流の流れを 2 Y モータ 22 の三相コイル 24、26 の  $u$  相の漏れインダクタンスに着目して説明する説明図である。今度は、三相コイル 24 の中性点と三相コイル 26 の中性点との電位差  $V_{012}$  が直流電源 40 の電圧  $V_b$  より大きい状態でインバータ回路 30 のトランジスタ T11 がオンでトランジスタ T12 がオフおよびインバータ回路 32 のトランジスタ T21 がオフでトランジスタ T22 がオンの状態を考える。この場合、図 4 (a) 中に実線矢印で示す充電回路が形成され、コンデンサ 38 の端子間電圧  $V_c$  を

用いて直流電源 40 を充電する。このとき、2 Y モータ 22 の三相コイル 24、26 の  $u$  相は前述と同様にリアクトルとして機能する。この状態からインバータ回路 30 のトランジスタ T11 をオフするかインバータ回路 32 のトランジスタ T22 をオフすると、リアクトルとして機能している三相コイルの  $u$  相に蓄えられたエネルギーは、図 4 (b) または図 4 (c) 中実線矢印で示す充電回路により直流電源 40 を充電する。したがって、この回路はコンデンサ 38 のエネルギーを直流電源 40 に蓄える直流電源充電回路とみなすことができる。2 Y モータ 22 の三相コイル 24、26 の  $v$   $w$  相も、 $u$  相と同様に直流電源充電回路とみなすことができるから、三相コイル 24 の中性点と三相コイル 26 の中性点との電位差  $V_{012}$  が直流電源 40 の電圧  $V_b$  より大きい状態とすると共にインバータ回路 30 のトランジスタ T11～T16 やインバータ回路 32 のトランジスタ T21～T26 をオンオフすることにより、コンデンサ 38 により直流電源 40 を充電することができる。

【0031】このように、実施例の動力出力装置 20 では、直流電源 40 によりコンデンサ 38 を充電したり、逆にコンデンサ 38 により直流電源 40 を充電することができるから、コンデンサ 38 の端子間電圧  $V_c$  を所望の値に制御することができる。コンデンサ 38 の端子間に電位差を生じさせると、インバータ回路 30、32 の正極母線 34 と負極母線 36 にはコンデンサ 38 による直流電源が接続された状態となり、コンデンサ 38 の端子間電圧  $V_c$  がインバータ入力電圧  $V_i$  として作用するから、インバータ回路 30、32 のトランジスタ T11～T16、T21～T26 をスイッチング制御することにより、2 Y モータ 22 を駆動制御することができる。このとき、三相コイル 24 に印加する三相交流の各相の電位  $V_{u1}$ 、 $V_{v1}$ 、 $V_{w1}$  はインバータ回路 30 のトランジスタ T11～T16 のスイッチング制御によりインバータ入力電圧  $V_i$  の範囲内で自由に設定できると共に三相コイル 26 に印加する三相交流の各相の電位  $V_{u2}$ 、 $V_{v2}$ 、 $V_{w2}$  もインバータ回路 32 のトランジスタ T21～T26 のスイッチング制御によりインバータ入力電圧  $V_i$  の範囲内で自由に設定できるから、2 Y モータ 22 の三相コイル 24 の中性点の電位  $V_{01}$  や三相コイル 26 の中性点の電位  $V_{02}$  を自由に操作することができる。図 5 に三相コイル 24 の中性点の電位  $V_{01}$  と三相コイル 26 の中性点の電位  $V_{02}$  との差が直流電源 40 の電圧  $V_b$  となるよう操作したときの三相コイル 24 の各相の電位  $V_{u1}$ 、 $V_{v1}$ 、 $V_{w1}$  の波形 (図 5 (a)) と、三相コイル 26 の各相の電位  $V_{u2}$ 、 $V_{v2}$ 、 $V_{w2}$  の波形 (図 5 (b)) の一例を示す。図中、 $\alpha$  は前述した巻線ずれ角に基づく位相差であり、 $V_x$  はインバータ入力電圧  $V_i$  の中央値 ( $V_i/2$ ) である。したがって、2 Y モータ 22 の三相コイル 24、26 の中性点間の電位差  $V_{012}$  が直流電源 40 の電圧  $V_b$  よ

り低くなるように操作してコンデンサ 38 を充電したり、逆に三相コイル 24, 26 の中性点間の電位差  $V_{012}$  が直流電源 40 の電圧  $V_b$  より高くなるように操作して直流電源 40 を充電することができる。コンデンサ 38 の充電電流や直流電源 40 の充電電流は、三相コイル 24, 26 の中性点間の電位差  $V_{012}$  を昇降することにより制御することができる。

【0032】次に、実施例の動力出力装置 20 の駆動制御について説明する。図 6 は、実施例の動力出力装置 20 の電子制御ユニット 50 で実行される駆動制御を制御ブロックとして示すブロック図である。図示するように、電流センサ 61~63, 64~66 により検出されたモータ線電流  $I_{u1}$ ,  $I_{v1}$ ,  $I_{w1}$ ,  $I_{u2}$ ,  $I_{v2}$ ,  $I_{w2}$  を回転角センサ 68 により検出される 2Y モータ 22 の回転子の回転角  $\theta$  を用いて三相二相変換する電流変換部 M1 と、2Y モータ 22 の駆動に関する指令値の一つとして入力される電流指令値  $I_d^*$ ,  $I_q^*$  から電流変換部 M1 により三相二相変換された電流  $I_d$ ,  $I_q$  との偏差  $\Delta I_d$ ,  $\Delta I_q$  を演算する減算器 M2 と、偏差  $\Delta I_d$ ,  $\Delta I_q$  に対して P I ゲインを用いてモータ電流調整用の操作量を演算する P I 制御部 M3 と、回転角センサ 68 により検出される 2Y モータ 22 の回転子の回転角  $\theta$  を用いて回転速度演算部 M4 により演算された回転速度に基づいて速度起電力の予測値を演算する速度起電力予測演算部 M5 と、この速度起電力予測演算部 M5 により演算された速度起電力の予測値と P I 制御部 M3 で演算されたモータ電流調整用の操作量を加算して電圧操作量  $V_d$ ,  $V_q$  を演算する加算器 M6 と、電圧操作量  $V_d$ ,  $V_q$  を回転子の回転角  $\theta$  を用いて二相三相変換する二相三相変換部 M7 と、2Y モータ 22 の駆動に関する指令値の一つとして入力されるコンデンサ電圧指令値  $V_c^*$  と電圧センサ 70 により検出されたコンデンサ 38 の端子間電圧  $V_c$  との偏差  $\Delta V_c$  を演算する減算器 M8 と、偏差  $\Delta V_c$  に対して P I ゲインを用いてコンデンサ電圧調整用の電池電流操作量を演算する P I 制御部 M9 と、回転速度演算部 M4 により演算された回転速度と電流指令値  $I_d^*$ ,  $I_q^*$  に基づいて電池電流の予測値を演算する電池電流予測演算部 M10 と、この電池電流予測演算部 M10 により演算された電池電流の予測値と P I 制御部 M9 により演算された電池電流操作量とを加算すると共にこの加算したものから電流センサ 67 により検出される電池電流  $I_b$  を減算する加減算器 M11 と、加減算器 M11 からの出力に P I ゲインを用いて電池電流を調整するための三相コイル 24, 26 の中性点間の電位差  $V_{012}$  を設定する P I 制御部 M12 と、この中性点間の電位差  $V_{012}$  と二相三相変換部 M7 により得られる各相電位  $V_{u1}$ ,  $V_{v1}$ ,  $V_{w1}$ ,  $V_{u2}$ ,  $V_{v2}$ ,  $V_{w2}$  とを加算して変調信号を得る加算器 M13 と、変調信号を搬送波を用いて PWM 信号を演算する PWM 演算部 M14 とを備える。なお、制御ブロッ

クでは、三相コイル 24 に対するブロックと三相コイル 26 に対するブロックとを同一のブロックとして記載した。電流変換部 M1 から二相三相変換部 M7 および電流変換部 M14 は、中性点間の電位差  $V_{012}$  を加算する点および三相コイル 24 と三相コイル 26 とに対して巻線ずれ角  $\alpha$  に相当する位相差をもって各々処理する点を除いて通常のモータ制御と同様である。二相三相変換部 M7 により得られた各相電位  $V_{u1}$ ,  $V_{v1}$ ,  $V_{w1}$ ,  $V_{u2}$ ,  $V_{v2}$ ,  $V_{w2}$  に減算器 M8 から P I 制御部 M12 により演算される中性点間の電位差  $V_{012}$  を加算して PWM 信号を演算することにより、直流電源 40 に電流を流してインバータ入力電圧  $V_i$  としてのコンデンサ 38 の電圧  $V_c$  が指令値  $V_c^*$  に保持されるよう三相コイル 24, 26 に印加される三相交流を図 5 に例示するように中央値  $V_x$  からオフセットした波形とすることができる。

【0033】ここで、PWM 演算部 M14 で用いる搬送波の三相コイル 24 側に対する三相コイル 26 側の位相角を変化させると、モータ線電流リップルが変化する。図 7 に周波数を 100 Hz, コンデンサ 38 の電圧  $V_c$  を 400 V, 直流電源 40 の電圧  $V_b$  を 100 V, 巻線ずれ角  $\alpha$  を 30 度, 電流指令値  $I_d^*$ ,  $I_q^*$  を各々 0 A とした条件で搬送波位相角を 0 度としたときの電流リップルのシミュレーション結果 (図 7 (a)) と搬送波位相角を 180 度のときの電流リップルのシミュレーション結果 (図 7 (b)) の一例を示す。図示するように、搬送波位相角を 0 度とした方が電流リップルは小さくなる。

【0034】以上説明した実施例の動力出力装置 20 によれば、2Y モータ 22 の三相コイル 24, 26 の中性点間に直流電源 40 を接続すると共に三相コイル 24, 26 の中性点間の電位差  $V_{012}$  を調節することにより、インバータ入力電圧  $V_i$  としてのコンデンサ 38 の端子間電圧  $V_c$  を自由に制御することができる。したがって、2Y モータ 22 の駆動状態に基づいて自由にインバータ入力電圧  $V_i$  を調節できるから、インバータ入力電圧  $V_i$  が所定の範囲内に制限されている場合や所定の電圧に固定されている場合に比して、2Y モータ 22 を効率よく駆動することができる。しかも、直流電源 40 の電圧  $V_b$  を自由に選べるから、直流電源 40 に対する設計の自由度を著しく大きくすることができる。

【0035】実施例の動力出力装置 20 では、三相コイル 24 と三相コイル 26 とを有する 2Y モータ 22 を駆動制御するものとしたが、図 8 の変形例の動力出力装置 20B に示すように、三相コイル 24B を有する第 1 モータ 22A と三相コイル 26B を有する第 2 モータ 22B とを駆動制御するものとしてもよい。この場合、第 1 モータ 22A と第 2 モータ 22B に各々の回転子の回転角  $\theta_a$ ,  $\theta_b$  を検出する回転角センサ 68A, 68B を設け、インバータ回路 30 により第 1 モータ 22A に印

加される三相交流を回転角センサ 68A からの回転角  $\theta_a$  に基づいて制御し、インバータ回路 32 により第 2 モータ 22B に印加される三相交流を回転角センサ 68B からの回転角  $\theta_b$  に基づいて制御すればよい。こうした制御により、第 1 モータ 22A と第 2 モータ 22B とを完全に独立して駆動制御することができる。なお、この変形例の動力出力装置 20B では、第 1 モータ 22A の回転軸と第 2 モータ 22B の回転軸の二つの出力軸を持つこととなる。

【0036】実施例の動力出力装置 20 や変形例の動力出力装置 20B では、正極母線 34 と負極母線 36 とにコンデンサ 38 を接続するものとしたが、コンデンサ 38 に代えて直流電源を接続するものとしてもよい。

【0037】実施例の動力出力装置 20 では、正極母線 34 と負極母線 36 とにコンデンサ 38 を接続するものとしたが、図 9 の変形例の動力出力装置 20C に例示するように、正極母線 34 と三相コイル 24 の中性点とにコンデンサ 38Ca を接続すると共に三相コイル 26 の中性点と負極母線 36 とにコンデンサ 38Cb を接続するものとしてもよい。こうすれば、コンデンサ 38Ca, 38Cb の耐圧を低くすることができる。また、図 10 の変形例の動力出力装置 20D に例示するように、正極母線 34 と三相コイル 24 の中性点とにコンデンサ 38Da を接続すると共に三相コイル 26 の中性点と負極母線 36 とにコンデンサ 38Db を接続するものとしたり、図 11 の変形例の動力出力装置 20E に例示するように、正極母線 34 と三相コイル 26 の中性点とにコンデンサ 38Ea を接続すると共に三相コイル 26 の中性点と負極母線 36 とにコンデンサ 38Eb を接続するものとしてもよい。これらの変形例の動力出力装置 20C, 20D, 20E では、正極母線 34 と負極母線 36 とに電位差センサを設けて両母線間の電位差を検出してもよいし、各コンデンサの電位差を検出するものとしてもよい。

【0038】実施例の動力出力装置 20 では、二つのインバータ回路 30, 32 により電力供給される二つの三相コイル 24, 26 の中性点間に直流電源 40 を接続するものとしたが、図 12 の変形例の動力出力装置 20F に例示するように、三つ以上のインバータ回路 30a, 30b, 30c... により電力供給される三つ以上の三相コイル 24a, 24b, 24c... の各中性点間を直流電源 40a, 40b, 40c... で直列に接続するものとしてもよい。

【0039】実施例の動力出力装置 20 では、二つの三相コイル 24, 26 の中性点間に直流電源 40 を接続するものとしたが、三相に限られず多相交流コイルの中性点間に直流電源を接続するものとしてもよい。

【0040】実施例の動力出力装置 20 では、二重巻線モータを備える動力出力装置として説明したが、インバータ回路の入力電圧を可変に制御するものであれば、動

力を出力しない装置にも適用することができるのは勿論である。

【0041】「2YDCにおけるコンデンサ電圧制御」上述のように、本実施形態では、2つの多相コイルの中性点間に直流電源を配置し、2つの多相コイルへの電力供給を制御するインバータのスイッチングを制御することで、2つのインバータの電源であるコンデンサ電圧を制御した。

【0042】ここで、本実施形態の 2YDC システムをインバータの内部を省略して書き直すと図 13 のように表すことができる。

【0043】すなわち、コンデンサ C の一端は一定電圧の電源（例えば、アース）に接続されている。そして、このコンデンサ C の両端がインバータ INV1、インバータ INV2 にそれぞれ接続されている。すなわち、コンデンサ C の出力が電源としてインバータ INV1、INV2 に入力されている。

【0044】インバータ INV1 は、3 相の出力 U1, V1, W1 を有し、ここにモータコイル M1 の U, V, W の 3 相のコイルがそれぞれ接続されている。また、インバータ INV2 は、3 相の出力 U2, V2, W2 を有し、ここにモータコイル M2 の U, V, W の 3 相のコイルがそれぞれ接続されている。

【0045】ここで、モータコイル M1、M2 は、別々に示しているが、1 つのモータのコイルであり、通常の場合モータに所定角度だけ異なるように配置され、その所定角度だけ異なる位相の電流が供給される。これによって、両モータコイル M1, M2 に供給する電流の両方がモータ駆動電流として機能する。

【0046】モータコイル M1、M2 の各相モータコイルは中性点で共通接続されており、モータコイル M1、M2 の中性点同士がバッテリー B を介し接続されている。この例では、モータコイル M1 の中性点にバッテリー B の正極が接続され、モータコイル M2 の中性点にバッテリー B の負極が接続されている。

【0047】なお、図示は省略したが、インバータ INV1、INV2 は、それぞれ第 1 電源 p と第 2 電源 m 間（図示の例では第 1 電源 p がアース）に配置された 2 つのスイッチングトランジスタの直列接続からなるアームを 3 つ有しており、これらアームの midpoint が各相コイル端に接続されている。

【0048】従って、インバータ INV1、INV2 内のスイッチングトランジスタのオンオフを制御することによって、コンデンサ C から所望の電流をモータコイル M1、M2 に供給し、これらを駆動することができる。さらに、インバータ INV1、INV2 における上側トランジスタのオン期間と、下側トランジスタのオン期間の長さ差を付けることによって、モータコイル M1、M2 における中性点から出入りするモータ駆動用の相電流以外の電流（零相電流）が制御される。

【0049】ここで、本実施形態では、1つのコンデンサCの両端電圧（出力電圧） $V_c$ を電源としてインバータINV1、INV2が駆動される。そして、バッテリーBの両端電圧（出力電圧）Eは基本的に変動しない。そこで、零相電流を制御することで、モータコイルM1、M2の中性点電位をバッテリーBの電圧分だけの差を維持しつつ、任意に設定することができる。

【0050】なお、図13に示すように、第1電源pの電圧は $V_p$ 、第2電源mの電圧は $V_m$ 、コンデンサCの出力電流は $i_c$ 、コンデンサCの両端電圧は $V_c (= |V_m - V_p|)$ 、インバータINV1の第1電源pからの電流は $i_{p1}$ 、インバータINV1の第2電源mからの電流は $i_{m1}$ 、インバータINV2の第1電源pからの電流は $i_{p2}$ 、インバータINV2の第2電源mからの電流は $i_{m2}$ である。また、モータコイルM1について、u相電流 $i_{u1}$ 、v相電流 $i_{v1}$ 、w相電流 $i_{w1}$ 、u相端電圧 $V_{u1}$ 、v相端電圧 $V_{v1}$ 、w相端電圧 $V_{w1}$ 、モータコイルM2について、u相電流 $i_{u2}$ 、v相電流 $i_{v2}$ 、w相電流 $i_{w2}$ 、u相端電圧 $V_{u2}$ 、v相端電圧 $V_{v2}$ 、w相端電圧 $V_{w2}$ である。モータコイルM1の中性点電圧は $V_{z1}$ 、モータコイルM2の中性点電圧は $V_{z2}$ 、バッテリーB電圧はE、零相電流は $i_e$ である。

【0051】特に、本システムでは、モータコイルM1、M2の中性点電位 $V_{z1}$ 、 $V_{z2}$ と、インバータINV1、INV2の電源電圧、すなわちコンデンサCの出力電圧 $V_c$ の関係は、インバータINV1、INV2における上側トランジスタと、下側トランジスタのオン期間の比で定まり、2つのモータコイルM1、M2の中性点間の電位差は、バッテリーB電圧E（ $= |V_{z1} - V_{z2}|$ ）である。従って、インバータINV1、INV2の上側トランジスタと、下側トランジスタのオン期間の比（変調率）によって、コンデンサCの両端電圧が決定されることになる。

【0052】また、インバータINV1、INV2は、内部のスイッチングトランジスタをPWM制御することによって、モータコイルM1、M2の中性点電位 $V_{z1}$ 、 $V_{z2}$ を制御する。ここで、上側トランジスタのオン期間と下側トランジスタオン期間の比（変調率）は、図14（a）、14（b）に示すように、三角波である搬送波の一周期に対する電圧指令値の振幅の割合である。すなわち、電圧指令値を高くすると、それだけ三角波が指令値を上回る期間が少なくなる。そして、三角波が指令値を上回る期間を各相の上側トランジスタのオン期間、下側トランジスタのオフ期間とすることで、上下トランジスタのオン期間の比（すなわち変調率）が決定される。図14（a）には、インバータINV1の変調率 $d_1$ が示されており、図14（b）には、インバータINV2の変調率 $d_2$ が示されている。

【0053】このように、変調率によって、中性点電位

が決定され、この中性点電位とコンデンサ電圧の比は、変調率で決定される。さらに、2つの中性点電位の電位差は、バッテリーBの電圧Eである。従って、変調率と、コンデンサ電圧 $V_c$ の間には、次の関係がある。

$$【0054】 V_c = E / (d_1 - d_2)$$

そこで、両インバータINV1、INV2の変調率を制御することで、コンデンサ電圧 $V_c$ を決定することができる。

【0055】なお、上述の例では、インバータの搬送波周期 $T_s$ に対し、デッドタイムをおかずにスイッチングトランジスタをオンオフした。すなわち、デューティ比50%の場合には、上下トランジスタとも50%の期間オンするようにした。しかし、スイッチング期間における貫通電流を完全になくすために、上下トランジスタを両方ともオフするデッドタイム $T_d$ を設ける場合も多い。この場合には、上述の式は、次のように書き換えて適用される。

$$【0056】 V_c = E / \{ (d_1 - T_d / T_s) - (d_2 + T_d / T_s) \}$$

このように、デッドタイムを設ける場合においても、変調率 $d_1$ 、 $d_2$ を制御することでコンデンサ電圧 $V_c$ を決定することができる。

【0057】さらに、図15には、さらに他の変形例を示している。この例では、モータコイルとして、M1、M2、M3の3つを有している。そして、モータコイルM1、M2の中性点間がバッテリーB1で接続され、モータコイルM2、M3の中性点間がバッテリーB2で接続されている。また、モータコイルM1には、インバータINV1の出力が接続され、モータコイルM2には、インバータINV2の出力が接続され、モータコイルM3には、インバータINV3の出力が接続されている。そして、インバータINV1、INV2、INV3の入力には、コンデンサCの両端が接続されている。

【0058】このようなシステムにおいて、コンデンサCの出力電圧を $V_c$ 、バッテリーB1の出力電圧を $E_1$ 、バッテリーB2の出力電圧を $E_2$ 、インバータINV1の変調率を $d_1$ 、インバータINV2の変調率を $d_2$ 、インバータINV3の変調率を $d_3$ とすると、これらには次の関係がある。

$$【0059】$$

$$V_c = E_1 / (d_1 - d_2) = E_2 / (d_2 - d_3)$$

従って、この式を満足するようにして変調率 $d_1$ 、 $d_2$ 、 $d_3$ を制御することで、所望のコンデンサ電圧 $V_c$ を得ることができる。また、 $E_1 / (d_1 - d_2)$ と、 $E_2 / (d_2 - d_3)$ の値を異ならせることで、バッテリーB1、B2間における電荷を輸送することができる。

【0060】なお、モータコイルM1、M2、M3の3つとしたが、4以上としても同様の制御を行うことができる。また、複数のモータコイルは、1つの電動機を構成しても、複数の電動機を構成してもよい。

【0061】「振幅最大値の抑制」次に、本システムにおける電流振幅最大値の抑制について説明する。これは、2つのモータコイルM1、M2への電流の分配を変更することで達成する。

【0062】「実施形態の効果」実施形態に係る制御の具体例を説明する前に、モータ出力と相電流との関係をシミュレーションで示し、本発明の電流低減効果を示す。

【0063】このシミュレーションは以下の手順で行った。最初に、1つの相（ここでは、u相）の相電流 $i_{u1}$ を、一回転での平均値（直流成分） $i_{dc}$ とそれ以外の成分（交流成分） $i_{ac}$ とに分ける。さらに、交流成分 $i_{ac}$ については、その振幅 $I_{ac}$ で規格化した関数 $g(\theta)$ を導入する。

【0064】すなわち、

【数1】

$$i_{u1} = i_{ac} + i_{dc} \quad (1)$$

$$i_{dc} = \int_0^{2\pi} i_{u1} d\theta \quad (2)$$

$$i_{ac} = i_{u1} - i_{dc} \quad (3)$$

$$I_{ac} = \max_{\theta}(i_{ac}) - \min_{\theta}(i_{ac}) \quad (4)$$

$$g(\theta) = i_{ac}/I_{ac} \quad (5)$$

20

\*

$$W_o = 6 \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (i_{ac} + i_{dc}) v_w d\theta \quad (8)$$

$$= 6 \left( \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{ac} v_w d\theta + \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{dc} v_w d\theta \right) \quad (9)$$

$$= 6 \left( \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{ac} V_w g(\theta + \phi) d\theta + 0 \right) \quad (10)$$

$$= 6 \frac{1}{2\pi} I_{ac} V_w \int_0^{2\pi} g(\theta) g(\theta + \phi) d\theta \quad (11)$$

$$I_{ac} = \frac{2\pi}{6 V_w \int_0^{2\pi} g(\theta) g(\theta + \phi) d\theta} W_o \quad (12)$$

また、モータ出力は損失が十分に小さいとして $W_o = i_e E$ と近似できる。この関係より次式を得る。

【0069】

【数4】 $i_e = W_o / E$  (13)

以上より、各相コイルを流れる電流は式(12)、(13)で求められる $I_{ac}$ 、 $i_e$ を利用し次式で求められる。ただし、 $i_e$ のリップル分は考慮していない。

【0070】

【数5】

$$i_{max} = \max_{\theta}(I_{ac} + i_e/3) \quad (14)$$

次に、解析に用いる条件を示す。電池電圧 $E = 42V$ または $105V$ 、コンデンサ電圧 $V_c = 210V$ （昇圧率 $V_c/E = 5$ 、または2）、力率 $\cos\theta = 0.8$ で、モータ出力 $W_o$ に対する交流電流振幅の大きさの最大値の通電方法による違いを示す。

【0071】この結果を、図16～図18に示す。これ

\*とする。

【0065】つづいて、本システムの電池電圧 $E$ とコンデンサ電圧 $V_c$ の関係から電圧 $V_w$ を定義する。これは、相電流の振幅 $I_{ac}$ は、コンデンサ電圧 $V_c$ から電池電圧 $E$ を減算した電圧が最大値になるからである。また、同時に各コイルに印加される電圧 $v_w$ は上述の電流 $i_{ac}$ と一定の位相差（力率 $\cos\phi$ ）で推移すると仮定する。

【0066】すなわち、

$$\text{【数2】 } V_w = V_c - E \quad (6)$$

$$v_w = V_w g(\theta + \phi) \quad (7)$$

とする。

【0067】また、モータ出力 $W_o$ と各コイルがする仕事との関係は、コイルが6本あるので、次式のように整理できる。

【0068】

【数3】

らの図は、昇圧率の違いによる相電流最大値の違いを示しており、横軸がモータ出力、縦軸が相電流最大値（ $i_{max}$ ）、実線が相電流最大値、破線が相電流最大値のうちの直流成分（ $i_e/3$ ）を示している。

【0072】図16は従来の通電時の相電流最大値、図17は零相リップル非許容条件での最大抑制通電時の相電流最大値、図18は零相リップル許容条件での最大抑制通電方法（4.2.2節）時の、相電流最大値を示している。

【0073】これらの図より以下のことがわかる。

【0074】・いずれの場合にも、相電流の大きさは昇圧率により大きく変化し、昇圧率が高いほうが相電流に占める直流成分の比率が大きい。

【0075】・また、通電法の違いによる相電流の大きさの抑制効果が確認できる。

【0076】・ $W_o = 40kW$ 、昇圧比5倍で相電圧の最大値（交流成分、直流成分）を比較すると、図16の

従来通電では、最大値477A(159, 317A)、図17では、454A(136, 317A)、図18では、402A(85, 317A)である。

【0077】「本発明の基本となる従来の通電方法の説明」図16に示す2YDC可変型インバータの従来の通電方法について、説明する。図13に示す2YDC可変型インバータに、通常流される相電流 $i_{u1}$ ,  $i_{v1}$ ,  $i_{w1}$ ,  $i_{u2}$ ,  $i_{v2}$ ,  $i_{w2}$ は、零相電流を $i_e$ 、交流電流振幅をA、ロータ回転数、回転角をそれぞれ $\omega$ ,  $\theta$  ( $\theta = \omega t$ ) とすれば、次式で表される。

【0078】

【数6】

$$i_{u1r} = A \sin(\theta) + i_e/3 \quad (15)$$

$$i_{v1r} = A \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) + i_e/3 \quad (16)$$

$$i_{w1r} = A \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) + i_e/3 \quad (17)$$

$$i_{u2r} = A \sin(\theta) - i_e/3 \quad (18)$$

$$i_{v2r} = A \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) - i_e/3 \quad (19)$$

$$i_{w2r} = A \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) - i_e/3 \quad (20)$$

20

$$\begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{u1r} \\ i_{v1r} \\ i_{w1r} \\ i_{u2r} \\ i_{v2r} \\ i_{w2r} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 2A \sin(\theta) \\ 2A \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ 2A \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ i_e \\ -i_e \end{pmatrix} \quad (21)$$

さらに、式(22)、(23)を導入することにより、式(21)は以下のようにも書きかえられる。なお、式

(24)において、 $i_d$ ,  $i_q$ は、dq軸で表される電

※流成分で、ここではコンスタントとなる。

【0081】

【数8】

$$U = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \quad (22)$$

$$T(\theta) = \begin{pmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{pmatrix} \quad (23)$$

$$\begin{pmatrix} T(\theta) & \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \\ \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} 0 \\ \sqrt{3} \\ 0 \end{pmatrix} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} T(\theta) & \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \\ \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ \sqrt{3} \end{pmatrix} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U & \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \\ \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} & U \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{u1r} \\ i_{v1r} \\ i_{w1r} \\ i_{u2r} \\ i_{v2r} \\ i_{w2r} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \\ i_e \\ -i_e \end{pmatrix} \quad (24)$$

モータの巻線間に位相差がある場合(あるスター結線のコイル位置と、他のスター結線のコイル位置とが角度 $\delta$ でずれている場合)には、通電される電流は式(25)

\*ここで、 $A=1$ (A),  $i_e=3$ (A)とすると、式(15)~(20)は、図19の関係が有る。ただし、図19は上段から、 $i_{u1}$ ,  $i_{u2}$ 各々の電流が1段目、 $i_{u1}$ と $i_{u2}$ との電流の和が2段目、相電流をdq軸変換した後のd軸電流 $i_{d1}$ ,  $i_{d2}$ が3段目、q軸電流 $i_{q1}$ ,  $i_{q2}$ が4段目、最終段が零相電流 $i_e$ の3分の1(1相分)を示してある。

【0079】ここで、リラクタンストルクを考えなければ $i_{q1}+i_{q2}$ がモータトルクに寄与する電流成分(今回のケースでは、磁石位置を解析に入れていないので、 $i_{u1}+i_{u2}$ がモータトルクに寄与する電流成分ともいえる)、 $i_e$ が電池とコンデンサ間を流れる電流である。そして、この時の相電流の大きさの最大値は2.00(A)である。図19の関係のうち、モータ駆動トルクを発生するための電流と電池・コンデンサ間の電流の条件は、式(21)で書くことができる。

【0080】

【数7】

~(30)の様に書きかえられ、式(24)は式(31)となる。

【0082】

【数 9】

$$i_{u1r} = A \sin(\theta) + i_e/3 \quad (25)$$

$$i_{v1r} = A \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) + i_e/3 \quad (26)$$

$$i_{w1r} = A \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) + i_e/3 \quad (27)$$

$$i_{u2r} = A \sin(\theta + \xi) - i_e/3 \quad (28)$$

$$i_{v2r} = A \sin(\theta + \xi - \frac{2\pi}{3}) - i_e/3 \quad (29)$$

$$i_{w2r} = A \sin(\theta + \xi - \frac{4\pi}{3}) - i_e/3 \quad (30)$$

$$\begin{pmatrix} T(\theta) & \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} & T(\theta + \xi) & \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \\ \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} 0 \\ \sqrt{3} \\ 0 \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ \sqrt{3} \end{pmatrix} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U & \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \\ \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} & U \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{u1r} \\ i_{v1r} \\ i_{w1r} \\ i_{u2r} \\ i_{v2r} \\ i_{w2r} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \\ i_e \\ -i_e \end{pmatrix} \quad (31)$$

$A=1$  (A)、 $i_e=3$  (A)、 $\xi=30^\circ$  とすると、式 (25) ~ (30) は、図 20 の関係が有る。このように、コイルの位相差を考慮した場合にも図 19 と同様の関係があることが分かる。

【0083】「実施形態の 2YDC 可変型インバータの説明」図 17 の実施形態では、零相電流におけるリップルの発生を許容せずに相電流の最大値を抑制する。

【0084】すなわち、本実施形態では、図 13 の 2YDC 可変型インバータにおいて、相電流  $i_{u1}$ 、 $i_{v1}$ 、 $i_{w1}$  に対し所定の関数を加算することで、最大振幅を抑制する。そして、加算した関数を相電流  $i_{u2}$ 、 $i_{v2}$ 、 $i_{w2}$  から減算することで、モータの出力トルクを変動させることなく、電流の最大振幅を抑制する。

$$\begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{u1} \\ i_{v1} \\ i_{w1} \\ i_{u2} \\ i_{v2} \\ i_{w2} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 2A \sin(\theta) \\ 2A \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ 2A \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ i_e \\ -i_e \end{pmatrix} \quad (32)$$

ここで式 (32) の左辺の行列のランクが 4 であり、2 つのフリーパラメータ  $f_u(\theta)$ 、 $f_v(\theta)$  を導入し、式 (32) を満足するように、以下のような十分条件に書きかえることができる。

【0087】

【数 11】

また、本実施形態では、零相電流のリップルを許容しない。

【0085】モータ出力トルクおよび零相電流の大きさを変えずに、電流振幅を減少させるためには、相電流  $i_{u1}$ 、 $i_{v1}$ 、 $i_{w1}$ 、 $i_{u2}$ 、 $i_{v2}$ 、 $i_{w2}$  は、式 (21) の関係を満足する必要がある。すなわち、次式 (32) を満足する必要がある。この式は、各スター結線の対応する相の電流の和が正弦波であり、かつ各スター結線内の各相の電流の総和が零相電流の値、若しくは零相電流の値の符号を変えたものに等しいことを意味している。

【0086】

【数 10】

23

$$i_{u1} = A \sin(\theta) + i_e/3 + f_u(\theta) \quad (33)$$

$$i_{v1} = A \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) + i_e/3 + f_v(\theta) \quad (34)$$

$$i_{w1} = A \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) + i_e/3 + f_w(\theta) \quad (35)$$

$$i_{u2} = A \sin(\theta) - i_e/3 - f_u(\theta) \quad (36)$$

$$i_{v2} = A \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) - i_e/3 - f_v(\theta) \quad (37)$$

$$i_{w2} = A \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) - i_e/3 - f_w(\theta) \quad (38)$$

$$f_u(\theta) + f_v(\theta) + f_w(\theta) = 0 \quad (39)$$

$$\int_0^{2\pi} f_u(\theta) d\theta = 0 \quad (40)$$

$$\int_0^{2\pi} f_v(\theta) d\theta = 0 \quad (41)$$

$$\int_0^{2\pi} f_w(\theta) d\theta = 0 \quad (42)$$

ここで、 $f_u(\theta)$ 、 $f_v(\theta)$ 、 $f_w(\theta)$ が、設計に利用できるパラメータ（自由度は2）である。

【0088】従って、式(33)～(42)を満たす $f_u(\theta)$ 、 $f_v(\theta)$ 、 $f_w(\theta)$ （自由度は2）を与えることで、出力トルクおよび零相電流を変動させることなく、相電流 $i_{u1}$ 、 $i_{v1}$ 、 $i_{w1}$ 、 $i_{u2}$ 、 $i_{v2}$ 、 $i_{w2}$ を変動させることができる。そして、 $f_u(\theta)$ 、 $f_v(\theta)$ 、 $f_w(\theta)$ を相電流 $i_{u1}$ 、 $i_{v1}$ 、 $i_{w1}$ 、 $i_{u2}$ 、 $i_{v2}$ 、 $i_{w2}$ の最大振幅を減少\*

\*するように選択することで、所期の目的を達成することができる。

【0089】図18の実施形態では、条件を緩和し、零相電流におけるリップルの発生を許容して、相電流の最大値を抑制する。この場合には、式(39)の条件をはずすことができる。従って、 $f_u(\theta)$ 、 $f_v(\theta)$ 、 $f_w(\theta)$ を選択する場合の自由度が広がる。そして、相電流の最大値をより小さくすることが可能となる。

【0090】また、上述の説明では、2つのモータコイルM1、M2間に位相差がないことを前提とした。実際には、コイル間に位相差を持たせて配置する場合も多い。この場合には、コイル電流に対応した位相差を持たせることで、位相差を持たせたことの影響を排除する。

【0091】このような各スター結線のコイル間に位相差を持つ場合には、式(31)が、式(21)に変わる条件となる。すなわち、モータ発生トルクや零相電流の大きさを変えずに電流振幅を減少するためには、相電流 $i_{u1}$ 、 $i_{v1}$ 、 $i_{w1}$ 、 $i_{u2}$ 、 $i_{v2}$ 、 $i_{w2}$ が、式(43)を満足する必要がある。この式は、各スター結線の対応するd-q軸電流の和が一定であり、かつ各スター結線内の各相の電流の総和が零相電流の値、若しくは零相電流の値の符号を変えたものに等しいことを意味している。

【0092】

【数12】

$$\begin{pmatrix} T(\theta) & \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix} & T(\theta+\epsilon) & \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix} \\ \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} 0 \\ \sqrt{3} \\ 0 \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ \sqrt{3} \end{pmatrix} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U & \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \\ \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} & U \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{u1r} \\ i_{u1r} \\ i_{w1r} \\ i_{u2r} \\ i_{v2r} \\ i_{w2r} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \\ i_w \\ -i_e \end{pmatrix} \quad (43)$$

ここで、式(43)を満たす解の1つとして、前述の場合と同様に以下の結果が導かれる。

【0093】

【数13】

25

$$i_{u1} = A \sin(\theta) + i_e/3 + f_u(\theta) \quad (44)$$

$$i_{v1} = A \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) + i_e/3 + f_v(\theta) \quad (45)$$

$$i_{w1} = A \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) + i_e/3 + f_w(\theta) \quad (46)$$

$$i_{u2} = A \sin(\theta + \xi) - i_e/3 + h_u(\theta) \quad (47)$$

$$i_{v2} = A \sin(\theta + \xi - \frac{2\pi}{3}) - i_e/3 + h_v(\theta) \quad (48)$$

$$i_{w2} = A \sin(\theta + \xi - \frac{4\pi}{3}) - i_e/3 + h_w(\theta) \quad (49)$$

$$f_u(\theta) + f_v(\theta) + f_w(\theta) = 0 \quad (50)$$

$$h_u(\theta) + h_v(\theta) + h_w(\theta) = 0 \quad (51)$$

$$\int_0^{2\pi} f_u(\theta) d\theta = 0 \quad (52)$$

$$\int_0^{2\pi} f_v(\theta) d\theta = 0 \quad (53)$$

$$\int_0^{2\pi} f_w(\theta) d\theta = 0 \quad (54)$$

$$\int_0^{2\pi} h_u(\theta) d\theta = 0 \quad (55)$$

$$\int_0^{2\pi} h_v(\theta) d\theta = 0 \quad (56)$$

$$\int_0^{2\pi} h_w(\theta) d\theta = 0 \quad (57)$$

$$V \begin{pmatrix} f_u(\theta) \\ f_v(\theta) \\ f_w(\theta) \end{pmatrix} = -T(\xi) V \begin{pmatrix} h_u(\theta) \\ h_v(\theta) \\ h_w(\theta) \end{pmatrix} \quad (58)$$

$$V = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \quad (59)$$

26

ここで、 $f_u(\theta)$ 、 $f_v(\theta)$ 、 $f_w(\theta)$ 、 $h_u(\theta)$ 、 $h_v(\theta)$ 、 $h_w(\theta)$ が、設計に利用できるパラメータである。さらに、 $\xi = 0^\circ$ の時、式(33)、(42)の関数は、式(44)、(59)を満たす。

【0094】そして、式(44)～(59)を満たす $f_u(\theta)$ 、 $f_v(\theta)$ 、 $f_w(\theta)$ 、 $h_u(\theta)$ 、 $h_v(\theta)$ 、 $h_w(\theta)$ を与えることで、出力トルクおよび零相電流を変動させることなく、相電流 $i_{u1}$ 、 $i_{v1}$ 、 $i_{w1}$ 、 $i_{u2}$ 、 $i_{v2}$ 、 $i_{w2}$ を変動させることができる。さらに、 $f_u(\theta)$ 、 $f_v(\theta)$ 、 $f_w(\theta)$ 、 $h_u(\theta)$ 、 $h_v(\theta)$ 、 $h_w(\theta)$ を相電流 $i_{u1}$ 、 $i_{v1}$ 、 $i_{w1}$ 、 $i_{u2}$ 、 $i_{v2}$ 、 $i_{w2}$ の最大値を抑制できる形にすることで、所期の目的を達成す

ることができる。

30 【0095】また、条件を緩和し、零相電流にリップル電流を許せば、式(50)、(51)の条件に代り、 $f_u + f_v + f_w + h_u + h_v + h_w = 0$ が条件となる。

【0096】「零相電流にリップルを許さない場合の具体例」コイル間位相差 $\xi = 0^\circ$ で、上述の条件を満足する通電方法は、 $f_u(\theta)$ 、 $f_v(\theta)$ 、 $f_w(\theta)$ を式(60)～(62)のように設定することにより得られる。なお、式の $g_1$ は、式(40)～(42)の条件を満たすために入れた定数で、この場合は $g_1 = 0.867$ である。

40 【0097】  
【数14】

$$f_u(\theta) = \begin{cases} -0.5A(\sin(\theta + \frac{2\pi}{6}) - g_1) & (0 \leq \theta \leq \frac{2\pi}{6}) \\ A(\sin(\theta) - g_1) & (\frac{2\pi}{6} \leq \theta \leq 2\frac{2\pi}{6}) \\ -0.5A(\sin(\theta - \frac{2\pi}{6}) - g_1) & (2\frac{2\pi}{6} \leq \theta \leq 3\frac{2\pi}{6}) \\ -0.5A(\sin(\theta - 2\frac{2\pi}{6}) - g_1) & (3\frac{2\pi}{6} \leq \theta \leq 4\frac{2\pi}{6}) \\ A(\sin(\theta - 3\frac{2\pi}{6}) - g_1) & (4\frac{2\pi}{6} \leq \theta \leq 5\frac{2\pi}{6}) \\ -0.5A(\sin(\theta - 4\frac{2\pi}{6}) - g_1) & (5\frac{2\pi}{6} \leq \theta \leq 6\frac{2\pi}{6}) \end{cases} \quad (60)$$

$$f_v(\theta) = \begin{cases} A(\sin(\theta + \frac{2\pi}{6}) - g_1) & (0 \leq \theta \leq \frac{2\pi}{6}) \\ -0.5A(\sin(\theta) - g_1) & (\frac{2\pi}{6} \leq \theta \leq 2\frac{2\pi}{6}) \\ -0.5A(\sin(\theta - \frac{2\pi}{6}) - g_1) & (2\frac{2\pi}{6} \leq \theta \leq 3\frac{2\pi}{6}) \\ A(\sin(\theta - 2\frac{2\pi}{6}) - g_1) & (3\frac{2\pi}{6} \leq \theta \leq 4\frac{2\pi}{6}) \\ -0.5A(\sin(\theta - 3\frac{2\pi}{6}) - g_1) & (4\frac{2\pi}{6} \leq \theta \leq 5\frac{2\pi}{6}) \\ -0.5A(\sin(\theta - 4\frac{2\pi}{6}) - g_1) & (5\frac{2\pi}{6} \leq \theta \leq 6\frac{2\pi}{6}) \end{cases} \quad (61)$$

$$f_w(\theta) = \begin{cases} -0.5A(\sin(\theta + \frac{2\pi}{6}) - g_1) & (0 \leq \theta \leq \frac{2\pi}{6}) \\ -0.5A(\sin(\theta) - g_1) & (\frac{2\pi}{6} \leq \theta \leq 2\frac{2\pi}{6}) \\ A(\sin(\theta - \frac{2\pi}{6}) - g_1) & (2\frac{2\pi}{6} \leq \theta \leq 3\frac{2\pi}{6}) \\ -0.5A(\sin(\theta - 2\frac{2\pi}{6}) - g_1) & (3\frac{2\pi}{6} \leq \theta \leq 4\frac{2\pi}{6}) \\ -0.5A(\sin(\theta - 3\frac{2\pi}{6}) - g_1) & (4\frac{2\pi}{6} \leq \theta \leq 5\frac{2\pi}{6}) \\ A(\sin(\theta - 4\frac{2\pi}{6}) - g_1) & (5\frac{2\pi}{6} \leq \theta \leq 6\frac{2\pi}{6}) \end{cases} \quad (62)$$

A=1 (A),  $i_e=3$  (A) の場合について、 $f_u$  20

( $\theta$ ) の波形を  $i_{u1}$  と比較し、図21、図22に示す。図21は、 $f_u(\theta)$  の図と  $i_{u1}$  の図の縦軸のスケールをあわせたもの、図22は、 $f_u(\theta)$  の波形を見やすくするために拡大したものである。図より、 $f_u(\theta)$  の波形は正弦波のピーク部分を60度幅で切り出し、それを正側負側正側の順にならべ、負側の大きさを正側の2倍に設定した波形となっている。すなわち、 $i_{u1}$  の最大ピークのところを最も抑制する波形となっている。

【0098】従って、このような形の  $f_u(\theta)$ ,  $f_v$  30 ( $\theta$ ),  $f_w(\theta)$  をサインカーブに加算することによって相電流を最大電流を抑制することができ、かつこれに基づく出力トルクの変化はない。さらに、この例では、零相電流を発生しないという条件も満たしている。

【0099】さらに、式(60)～(62)の条件を用いた結果を図23に示す。図より、以下のことがわかる。

【0100】・零相電流

零相電流は  $i_e=3$  (A) であり、リップル成分は含まれない。

【0101】・トルク

モータトルクを発生する電流 ( $i_{u1}+i_{u2}$ ) は図19と同等で、意図どおりのトルクを発生している。

【0102】・相電流の大きさ

相電流の大きさの最大値は、1.866 (A) である。大きさの内訳は、交流による成分が0.866 A、直流による成分が1 Aである。

【0103】このように、式(60)～(62)に示す  $f_u(\theta)$ ,  $f_v(\theta)$ ,  $f_w(\theta)$  を利用することによって、零相電流、モータ出力トルクに影響を与えるこ 50

となく、相電流の最大値を抑制することができる。

【0104】また、 $\xi=0^\circ$  で、零相電流にリップルを許さない場合の他の例として、3倍の高調波で交流振幅を変調する場合を示す。

【0105】すなわち、A=1 (A),  $i_e=3$  (A) の場合について、 $f_u(\theta)$  の波形を  $i_{u1}$  と比較し、図24に示す。この波形は、元々の交流波形の振幅を3倍の周波数を持つ正弦波で、次式のように変調した波形になっている。

【0106】

【数15】

$$i_{u1} = (1 + \alpha \sin(3\theta)) A \sin(\theta) + i_e/3 \quad (63)$$

$$i_{u2} = (1 - \alpha \sin(3\theta)) A \sin(\theta) - i_e/3 \quad (64)$$

さらに、式(63)と(64)はつぎのように整理できる。

【0107】

【数16】

$$i_{u1} = A \sin(\theta) + i_e/3 + \alpha \sin(3\theta) A \sin(\theta) \quad (65)$$

$$i_{u2} = A \sin(\theta) - i_e/3 - \alpha \sin(3\theta) A \sin(\theta) \quad (66)$$

ここで、 $f_u(\theta) = \alpha \sin(3\theta) A \sin(\theta)$  とおけば、式(33)～(42)の条件を満足する。すなわち、 $f_u(\theta) = \alpha \sin(3\theta) A \sin(\theta)$  に設定することで、下記のような結果が得られる。

【0108】図24は、この  $f_u(\theta)$  を示したものである。さらに、この  $f_u(\theta)$  を用いた結果を図25に示す。図より、以下のことがわかる。

【0109】・零相電流

零相電流は平均値は  $i_e=3$  (A) である。その大きさは、加えた  $f_u(\theta)$  の3倍の振幅である。

## 【0110】・トルク

モータトルクを発生する電流 ( $i_{u1} + i_{u2}$ ) は図 19 と同等であり、意図どおりのトルクを発生している。

## 【0111】・相電流の大きさ

相電流の大きさの最大値は 1.872 (A) である。大きさの内訳は、交流による成分が 0.872 A、直流による成分が 1 A である。

【0112】次に、各スター結線間のコイル位置に位相差が  $30^\circ$  ずれた場合 ( $\xi = 30^\circ$ ) の結果を図 26 に示す。この図より、以下のことがわかる。

## 【0113】・零相電流

零相電流は、 $i_e = 3$  (A) であり、リップル成分は含まれない。

## 【0114】・トルク

モータトルクを発生する電流 ( $i_d$  と  $i_q$ ) は図 19 と同等で、意図どおりのトルクを発生している。

## 【0115】・相電流の大きさ

相電流の大きさの最大値は、1.866 (A) である。\*

$$f_u(\theta) = \begin{cases} -A \sin(\theta) - g_2 & (0 \leq \theta \leq \pi) \\ A \sin(\theta) - g_2 & (\pi \leq \theta \leq 2\pi) \end{cases} \quad (67)$$

$$f_v(\theta) = \begin{cases} A \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) - g_2 & (0 \leq \theta \leq \frac{2\pi}{3}) \\ -A \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) - g_2 & (\frac{2\pi}{3} \leq \theta \leq \frac{4\pi}{3}) \\ A \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) - g_2 & (\frac{4\pi}{3} \leq \theta \leq 2\pi) \end{cases} \quad (68)$$

$$f_w(\theta) = \begin{cases} -A \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) - g_2 & (0 \leq \theta \leq \frac{2\pi}{3}) \\ A \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) - g_2 & (\frac{2\pi}{3} \leq \theta \leq \frac{4\pi}{3}) \\ -A \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) - g_2 & (\frac{4\pi}{3} \leq \theta \leq 2\pi) \end{cases} \quad (69)$$

$A = 1$  (A)、 $i_e = 3$  (A) の場合について、 $f_u(\theta)$  の波形を  $i_{u1}$  と比較し、図 27 に示す。さらに、式 (67) ~ (69) の条件を用いた結果を図 28 30 に示す。図より、以下のことがわかる。

## 【0119】・零相電流

零相電流の平均値は  $i_e = 3$  (A) であるが、リップル成分が含まれその大きさは 0.46 A である。

## 【0120】・トルク

モータトルクを発生する電流 ( $i_{u1} + i_{u2}$ ) は図 19 と同等で、意図どおりのトルクを発生している。

## 【0121】・相電流の大きさ

相電流の大きさの最大値は、1.63 (A) である。大きさの内訳は、交流による成分が 0.63 A、直流による成分が 1 A である。 40

【0122】次に、 $\xi = 0^\circ$  で、零相電流にリップルを許す場合のその他の方法の一例として、6 倍の高調波を加える場合を示す。 $A = 1$  (A)、 $i_e = 3$  (A) の場合について、 $f_u(\theta)$  の波形を  $i_{u1}$  と比較し、図 29 に示す。なお高調波の振幅は、相電流が最小になるように最適化した値を用いている。

【0123】さらに、この  $f_u(\theta)$  を用いた結果を図 30 に示す。図より、以下のことがわかる。

## 【0124】・零相電流

\*大きさの内訳は、交流による成分が 0.866 A、直流による成分が 1 A である。

## 【0116】・相電流の波形

ここで用いた指令値は、電流の大きさを抑制するために、急峻に変化する波形である。しかし、実際の場合には、これをフィルタリングし高周波成分を除くことにより実現する。ただし、その場合は若干電流の抑制効果は悪くなる。

【0117】「零相電流にリップルを許す場合の具体例」 $\xi = 0^\circ$  で、零相電流リップルを許す条件で、相電流の大きさを抑制できる通電方法の 1 つは、 $f_u(\theta)$ 、 $f_v(\theta)$ 、 $f_w(\theta)$  を式 (67) ~ (69) のように流すことである。なお、式の  $g_2$  は、式 (40) ~ (42) の条件を満たすために入れた定数で、この場合は  $g_2 = -0.637$  である。

## 【0118】

## 【数 17】

零相電流は平均値は  $i_e = 3$  (A) であるが、リップル成分が含まれる。その大きさは、加えた  $f_u(\theta)$  の 3 倍の振幅である。

## 【0125】・トルク

モータトルクを発生する電流 ( $i_{u1} + i_{u2}$ ) は図 19 と同等で、意図どおりのトルクを発生している。

## 【0126】・相電流の大きさ

相電流の大きさの最大値は 1.96 (A) である。大きさの内訳は、交流による成分が 0.96 A、直流による成分が 1 A である。

## 【0127】

【発明の効果】以上説明したように、本発明によれば、トルクの増減を伴うことなく、相電流の最大電流値を抑制することができ、モータとしての機能を損なうことなく、デバイスの電流容量を下げられるので、同等性能を保ちつつ、システムの低コスト化を実現できる。トルクリップルを抑制することで、モータの機能を十分なものにできる。

【0128】また、電流抑制には、高周波成分が電流に重畳する必要がある。このため、高周波域まで電流を制御することが必要になる。しかし、回転数により制御を切り替えることにより、より効果的な制御が可能になる。 50

【0129】すなわち、電流値が大きい低回転域で振幅最大値抑制を行うため、元々の制御周波数帯域が低いので、高調波を重畳しても制御が極端に難しくはならない。一方、高回転域では従来法を用いるため前述の高周波重畳時の制御問題は発生しない。さらに、中回転領域において、零相電流のリップルを抑制することで、適切な制御が行える。

【0130】このような制御の切り替えにより、電流抑制による制御上の問題を回避しつつ、電流抑制を実現できる。

【0131】以上、本発明の実施の形態について実施例を用いて説明したが、本発明はこうした実施例に何等限定されるものではなく、本発明の要旨を逸脱しない範囲内において、種々なる形態で実施し得ることは勿論である。

【図面の簡単な説明】

【図1】 本発明の一実施例である動力出力装置20の構成の概略を示す構成図である。

【図2】 2Yモータ22の三相コイル24と三相コイル26との関係を説明する説明図である。

【図3】 三相コイル24の中性点と三相コイル26の中性点との電位差 $V_{012}$ が直流電源40の電圧 $V_b$ より小さい状態における電流の流れを2Yモータ22の三相コイル24、26のu相の漏れインダクタンスに着目して説明する説明図である。

【図4】 三相コイル24の中性点と三相コイル26の中性点との電位差 $V_{012}$ が直流電源40の電圧 $V_b$ より大きい状態における電流の流れを2Yモータ22の三相コイル24、26のu相の漏れインダクタンスに着目して説明する説明図である。

【図5】 三相コイル24の中性点の電位 $V_{01}$ と三相コイル26の中性点の電位 $V_{02}$ との差が直流電源40の電圧 $V_b$ となるよう操作したときの三相コイル24、26の各相の電位 $V_{u1}$ 、 $V_{v1}$ 、 $V_{w1}$ 、 $V_{u2}$ 、 $V_{v2}$ 、 $V_{w2}$ の波形の一例を示す説明図である。

【図6】 実施例の動力出力装置20の電子制御ユニット50で実行される駆動制御を制御ブロックとして示すブロック図である。

【図7】 搬送波位相角が0度と180度のときの電流リップルのシミュレーション結果の一例を示す説明図である。

【図8】 変形例の動力出力装置20Bの構成の概略を示す構成図である。

【図9】 変形例の動力出力装置20Cの構成の概略を示す構成図である。

【図10】 変形例の動力出力装置20Dの構成の概略を示す構成図である。

【図11】 変形例の動力出力装置20Eの構成の概略を示す構成図である。

【図12】 変形例の動力出力装置20Fの構成の概略を示す構成図である。

【図13】 2YDCの装置構成を示す図である。

【図14】 電圧指令値と、インバータ搬送波の関係を示す図である。

【図15】 モータコイルを3つとした例を示す図である。

【図16】 従来の通電方法における電流最大振幅値を示す図である。

10 【図17】 零相リップル非許容時における電流低減の場合の電流最大振幅値を示す図である。

【図18】 零相リップル許容時における電流低減の場合の電流最大振幅値を示す図である。

【図19】 従来の相電流と零相電流などを示す図である。

【図20】 従来の相電流と零相電流など（コイル間位相差がある場合）を示す図である。

【図21】 リップル電流を抑制する場合における相電流と関数 $f$ を示す図である。

20 【図22】 図21の拡大図である。

【図23】 リップル電流を抑制する場合における相電流などを示す図である。

【図24】 3倍の高調波で交流振幅を変調する場合における相電流およびその振幅最大値を示す図である。

【図25】 3倍の高調波で交流振幅を変調する場合における相電流などを示す図である。

【図26】 リップルを抑制する場合（位相差あり）における相電流などを示す図である。

30 【図27】 リップル電流を許容する場合における相電流および関数 $f$ を示す図である。

【図28】 リップル電流を許容する場合における相電流などを示す図である。

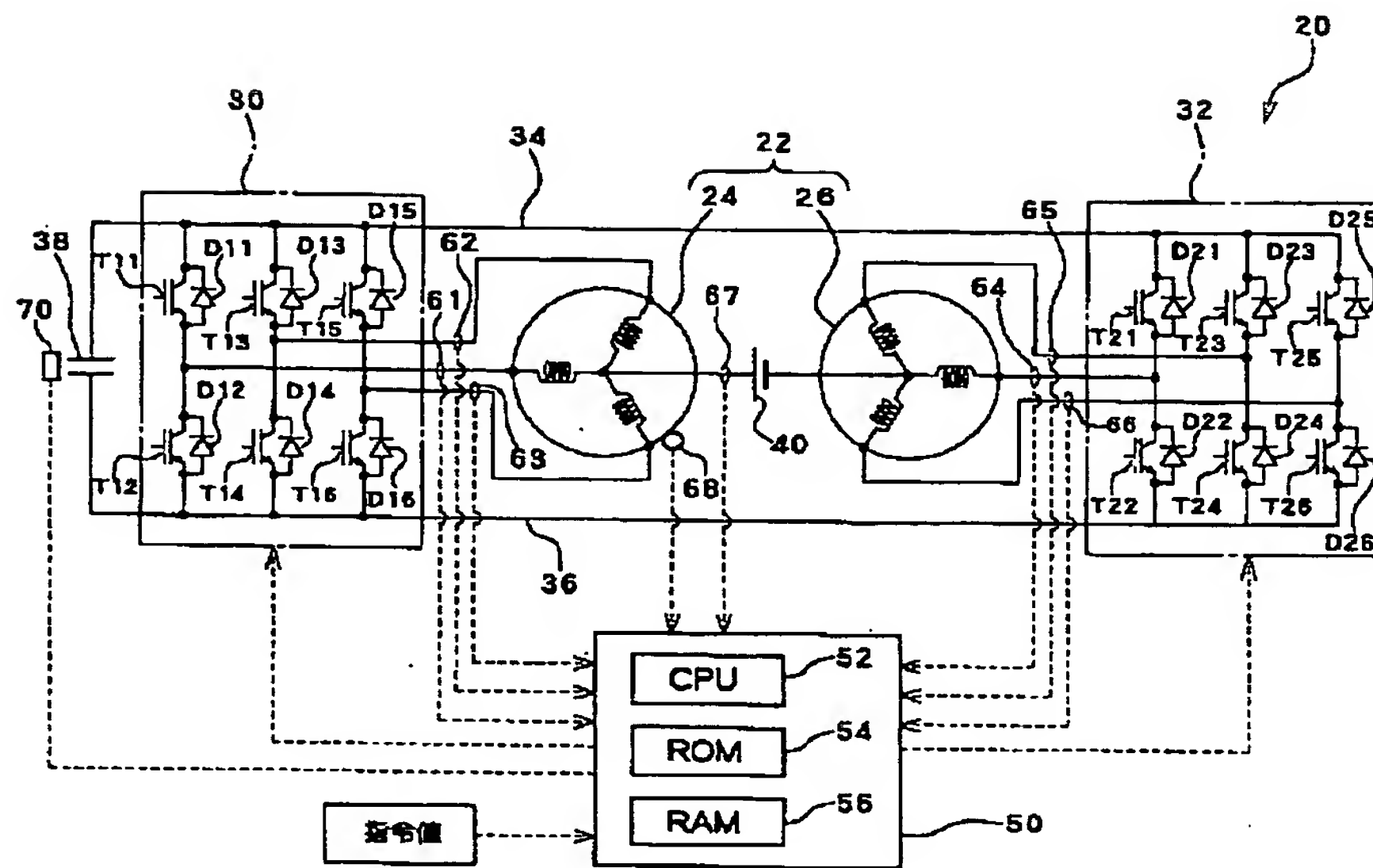
【図29】 6倍の高調波で変調する場合における相電流およびその振幅最大値を示す図である。

【図30】 6倍の高調波で交流振幅を変調する場合における相電流などを示す図である。

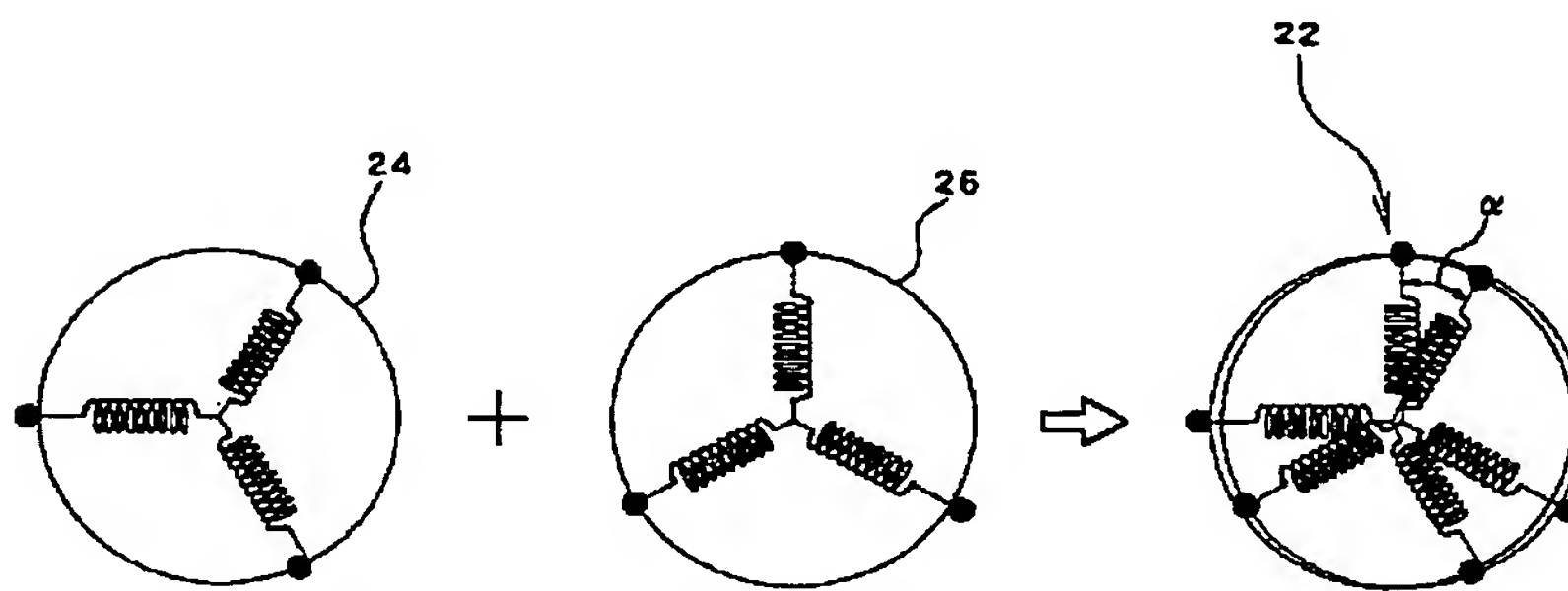
【符号の説明】

20, 20B 動力出力装置、22 2Yモータ、22A 第1モータ、22B 第2モータ、24, 24B, 26, 26B 三相コイル、30, 32 インバータ回路、34 正極母線、36 負極母線、38 コンデンサ、40 直流電源、50 電子制御ユニット、52 CPU、54 ROM、56 RAM、61~67 電流センサ、68, 68A, 68B 回転角センサ、T11~T16, T21~T26 トランジスタ、D11~D16, D21~D26 ダイオード、B バッテリ、C コンデンサ、INV1, INV2 インバータ、M1, M2 モータコイル。

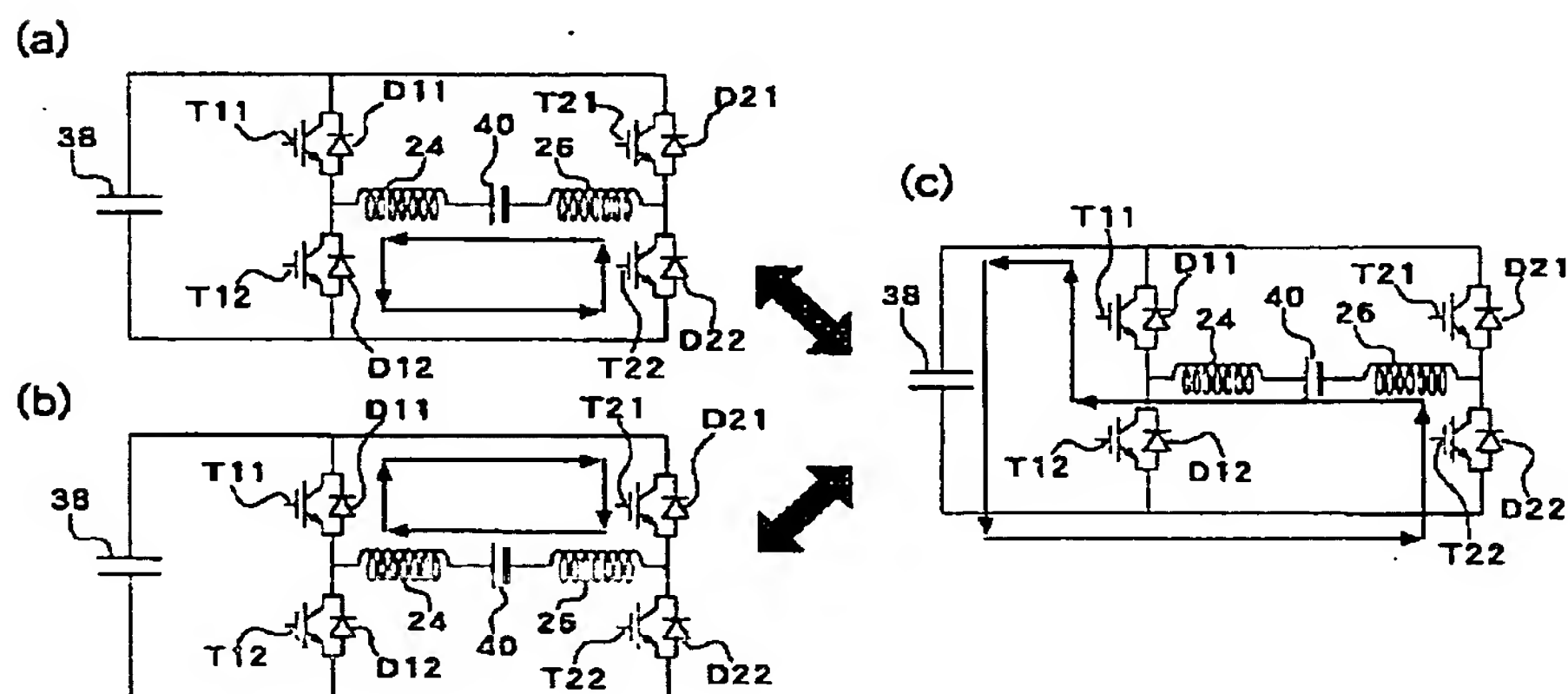
【図 1】



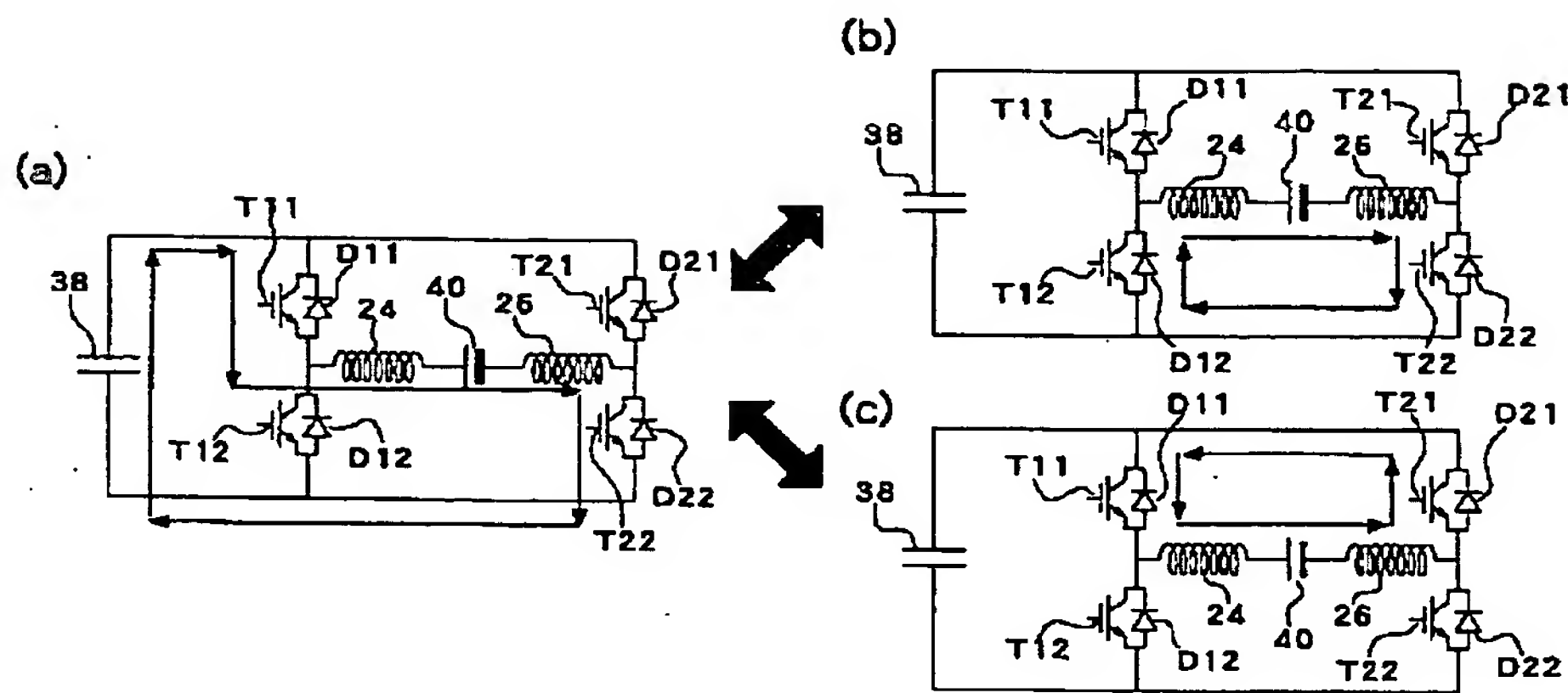
【図 2】



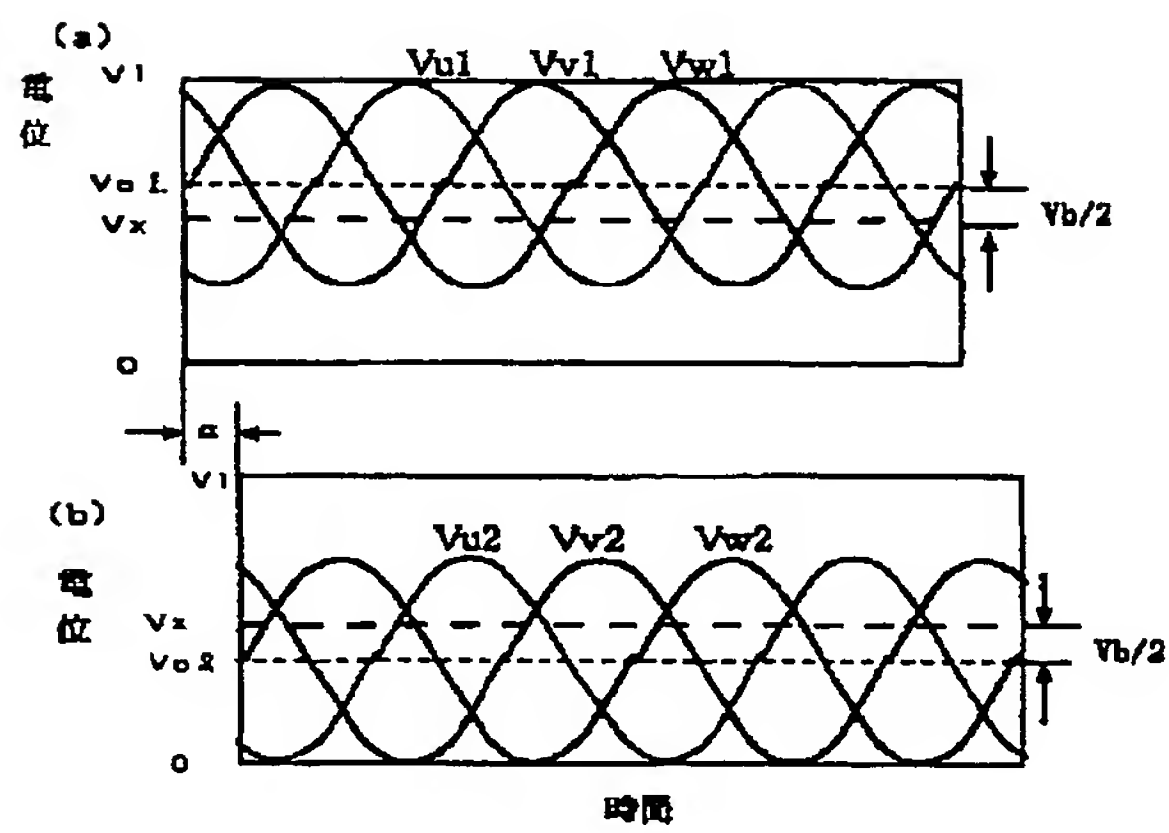
【図 3】



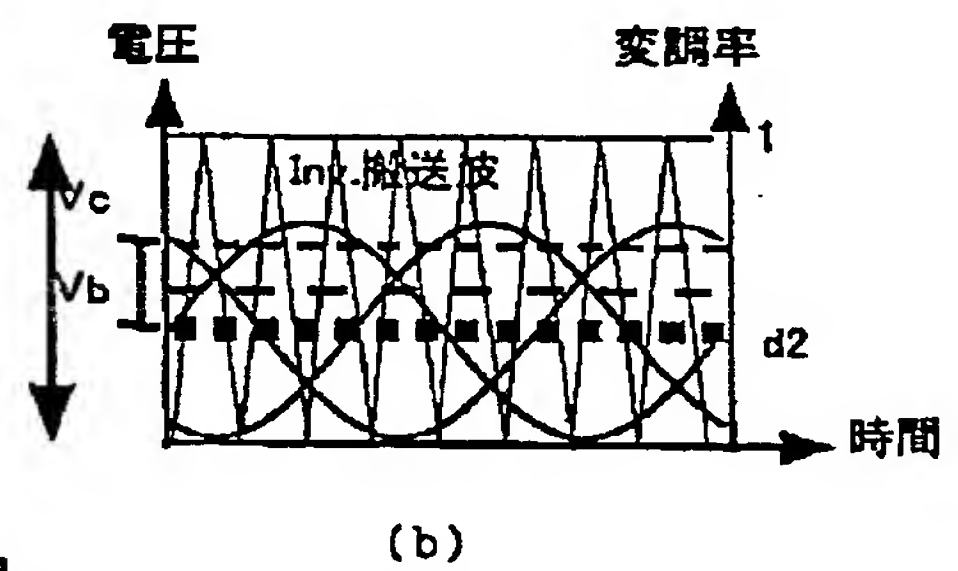
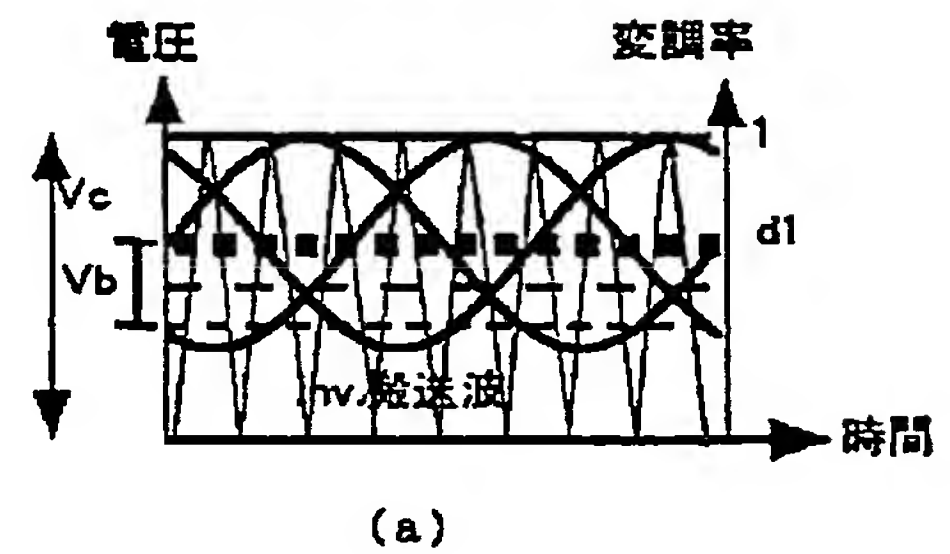
【図4】



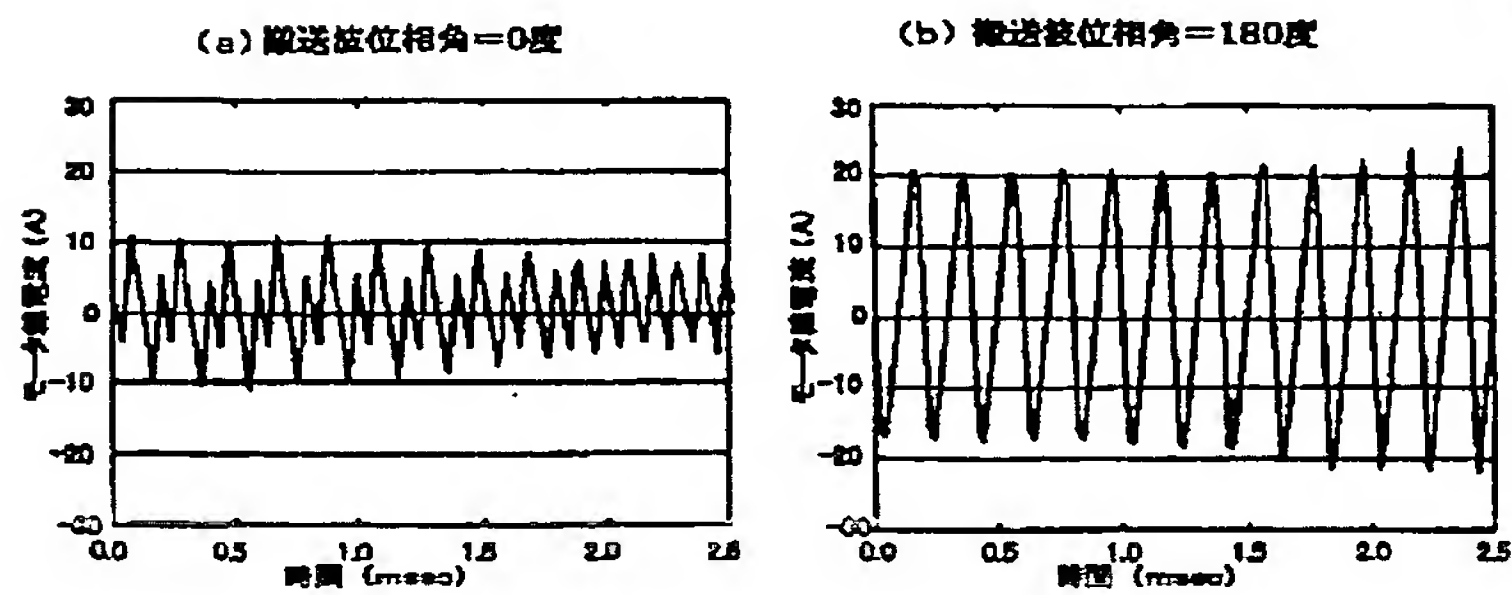
【図5】



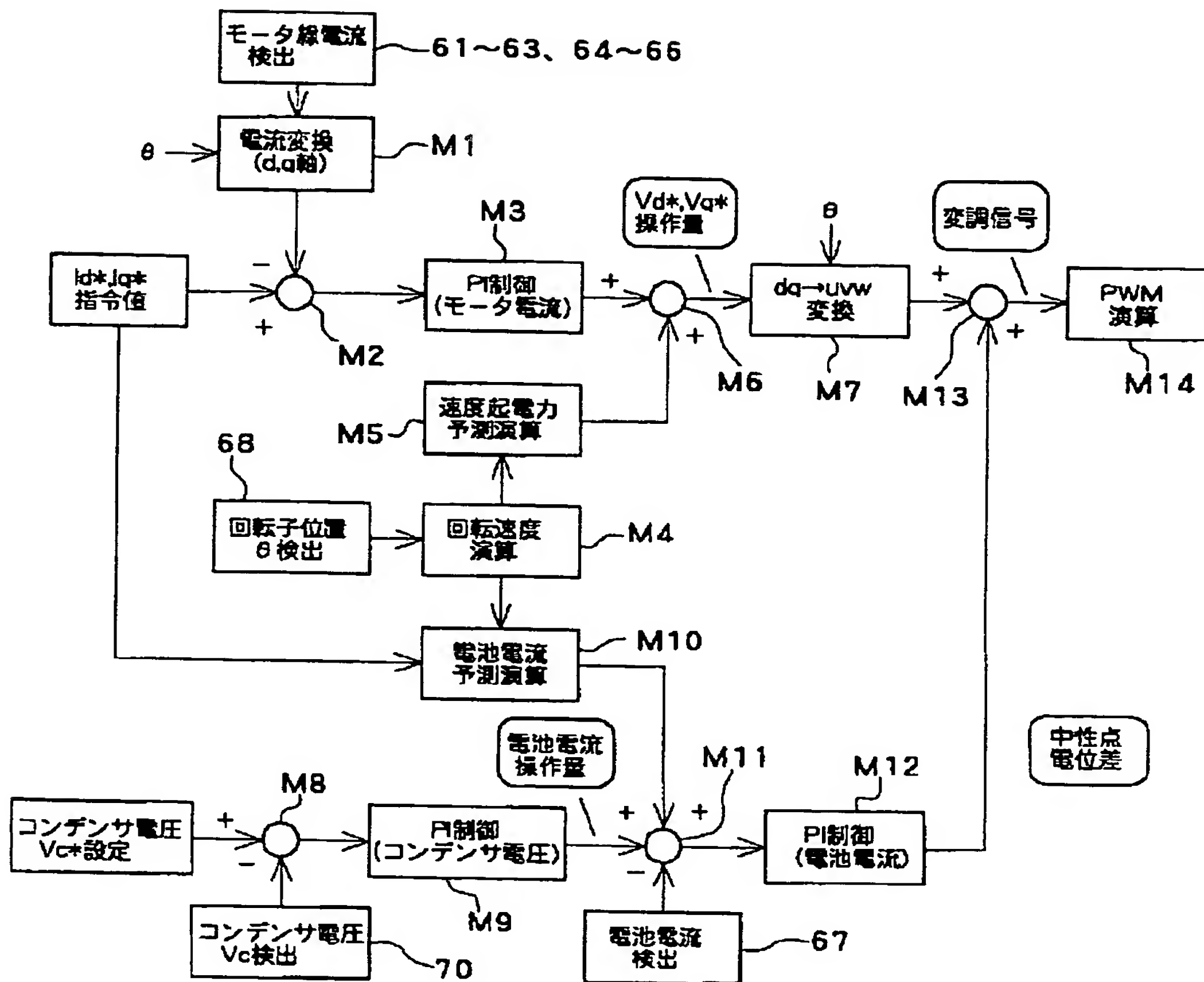
【図14】



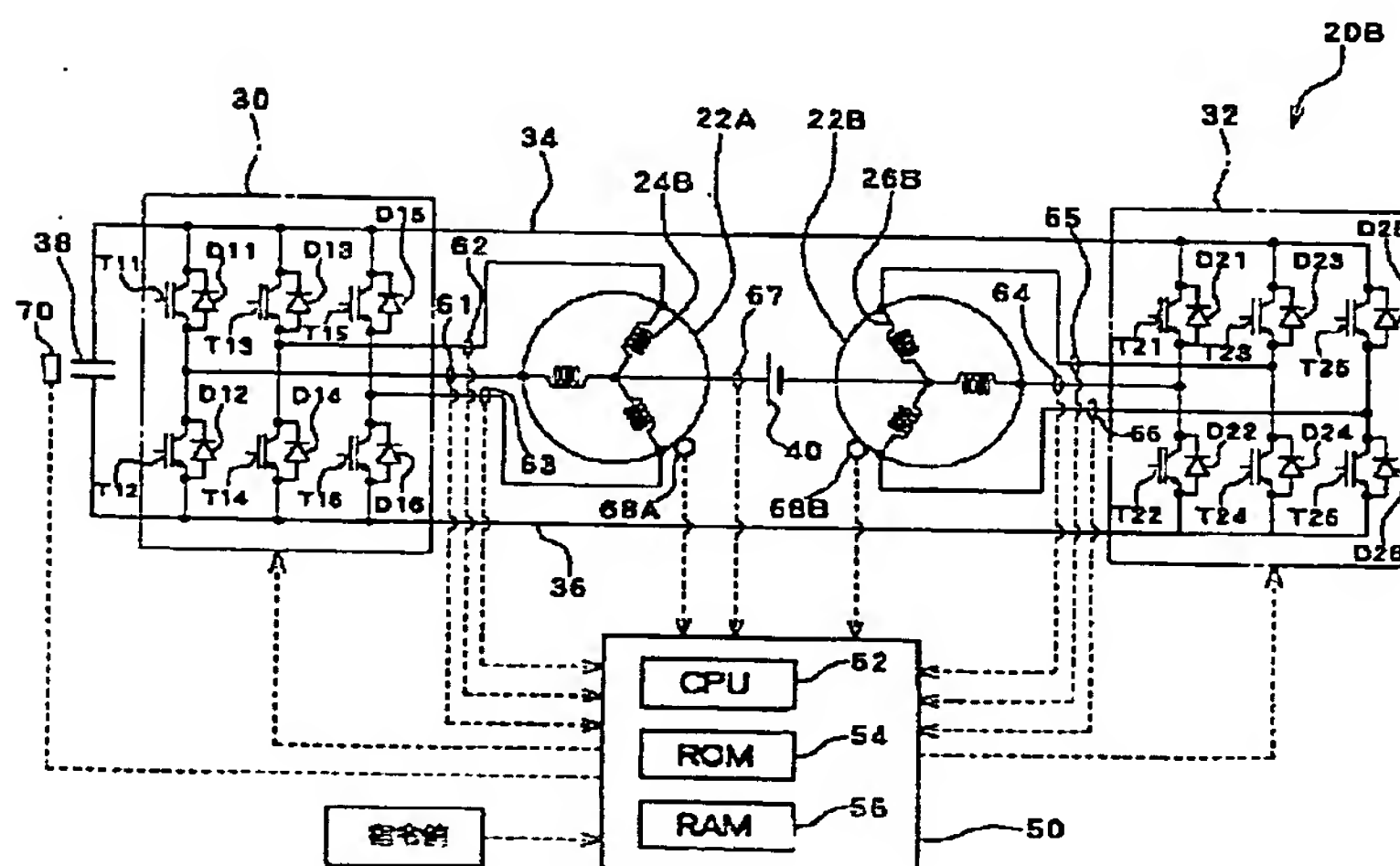
【図7】



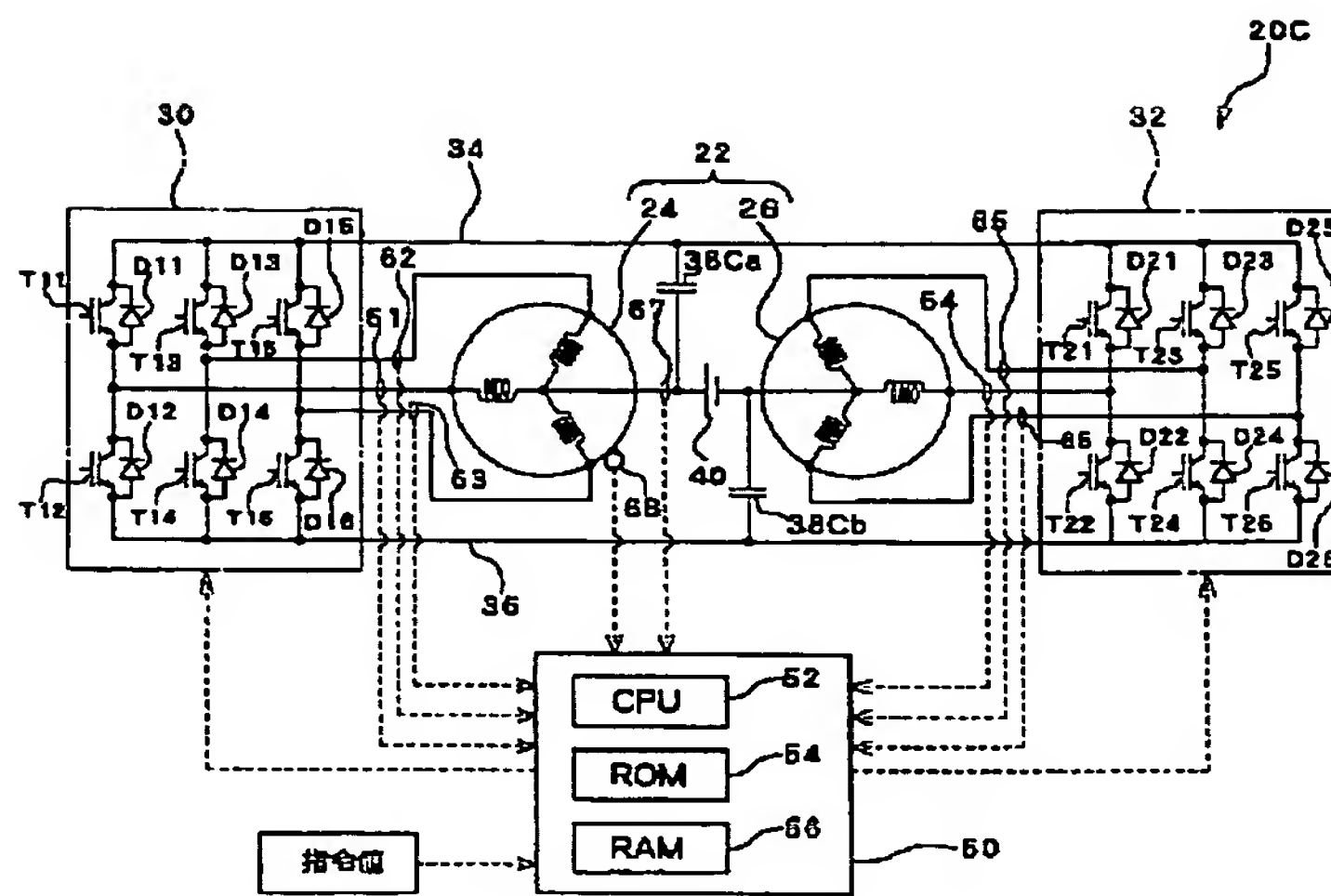
【図 6】



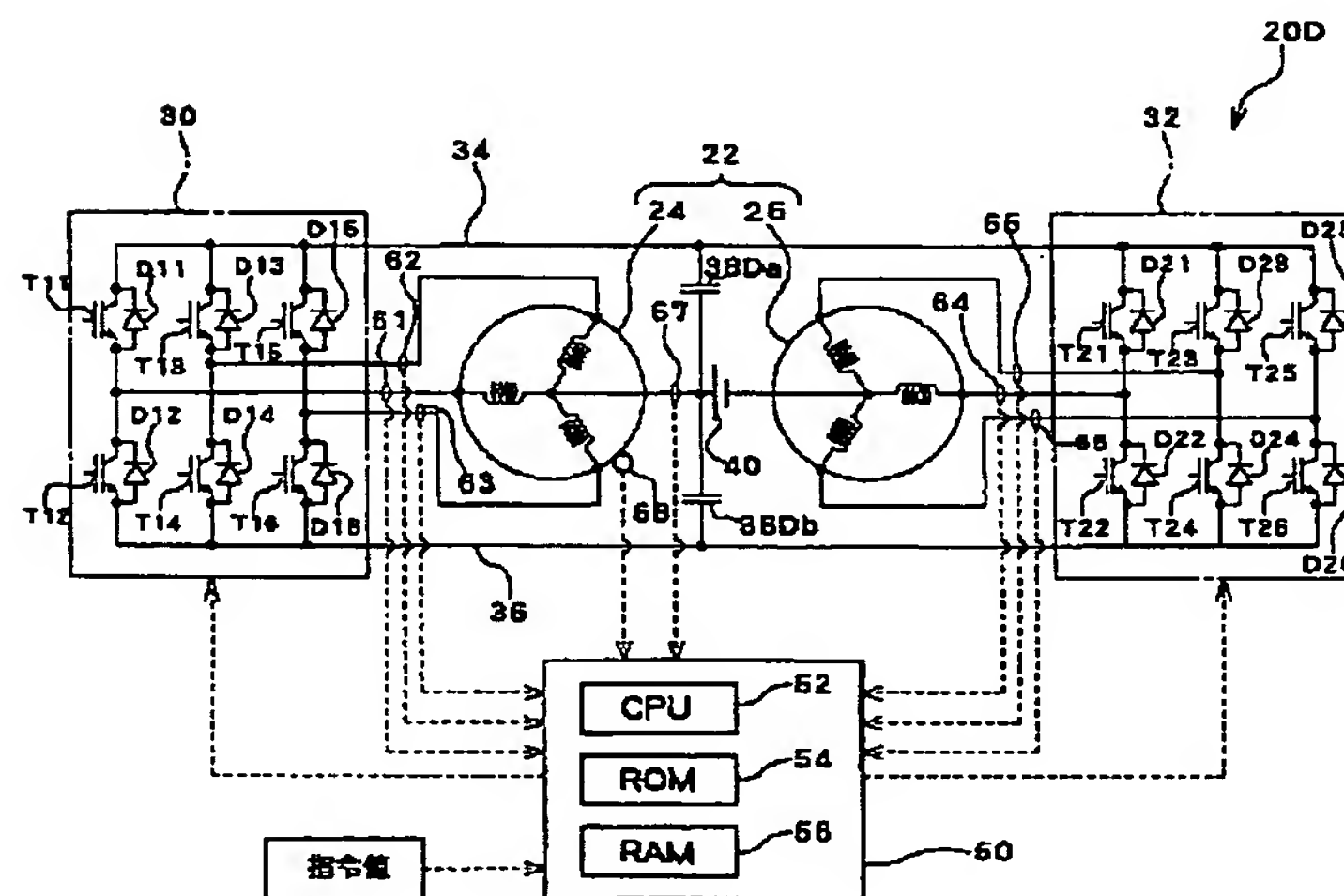
【図 8】



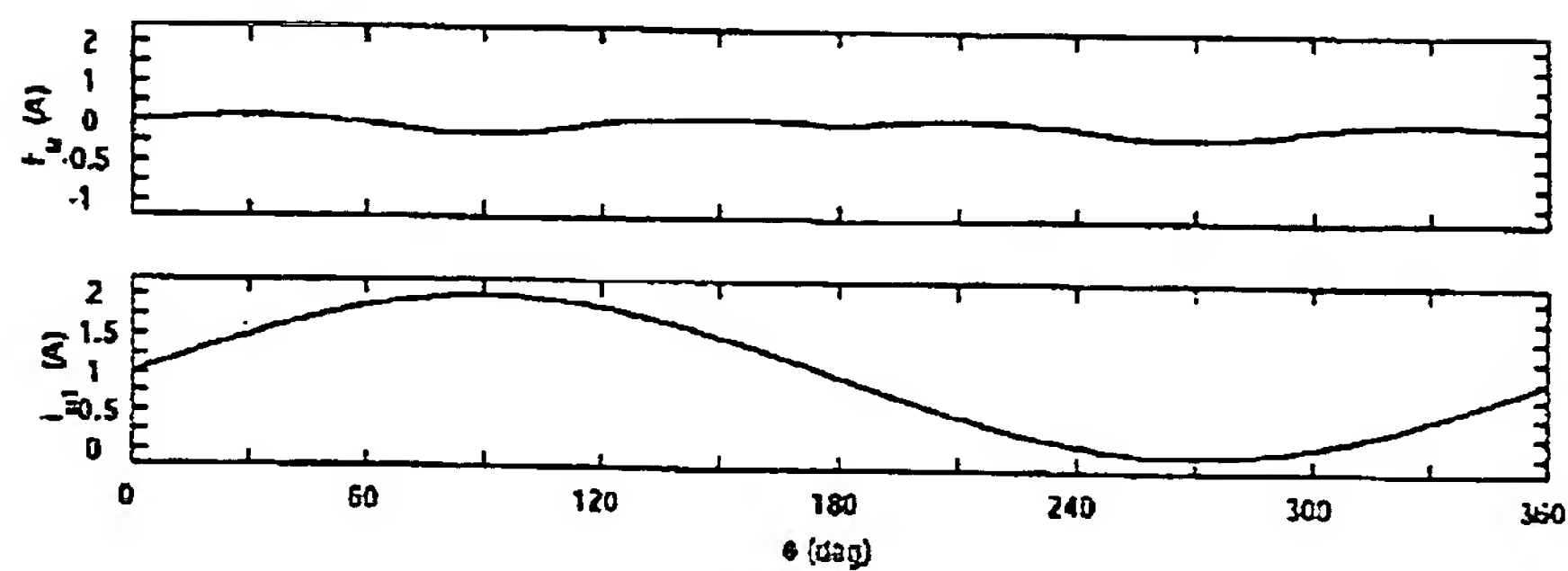
【図 9】



【図 10】

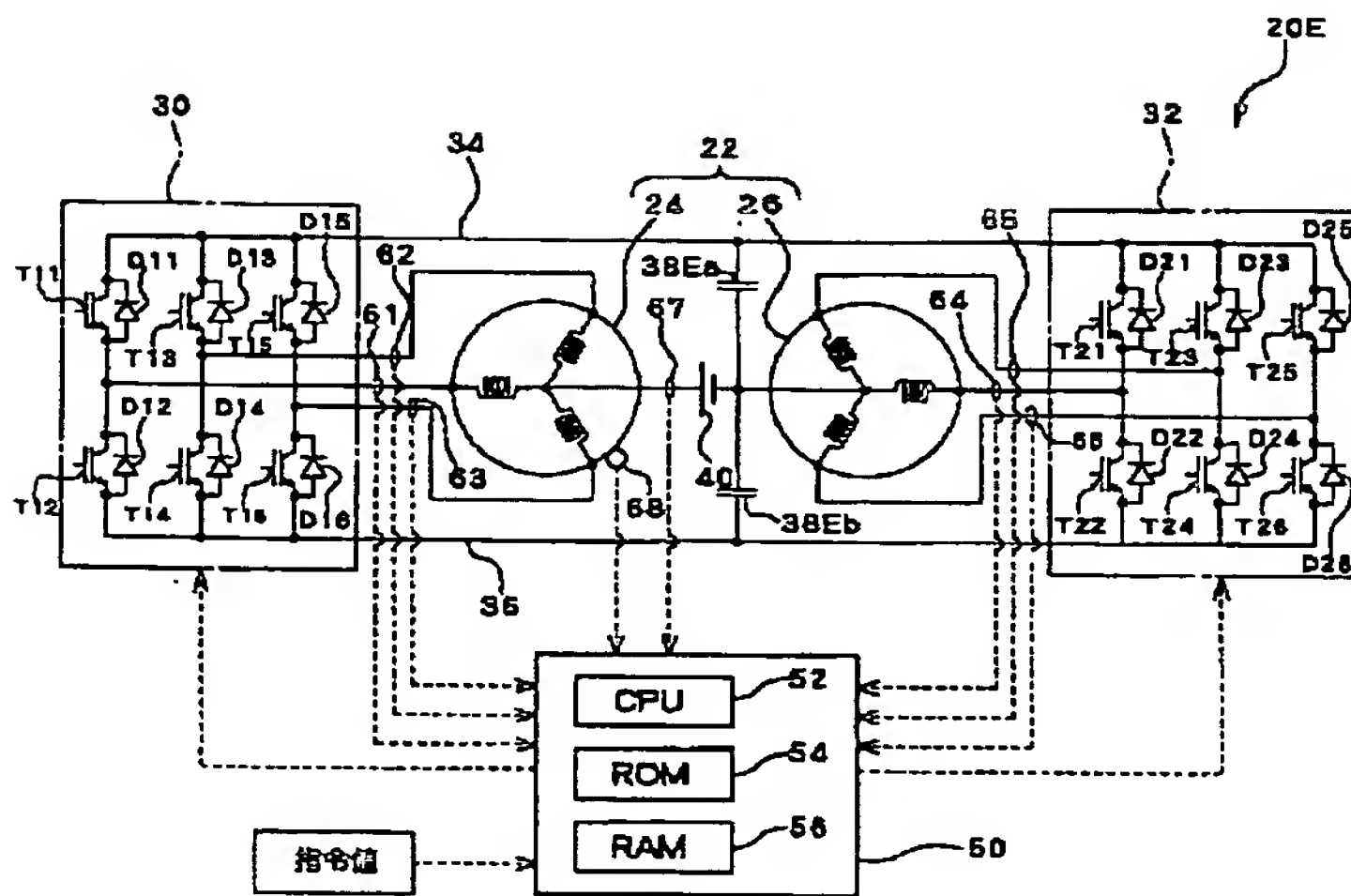


【図 21】

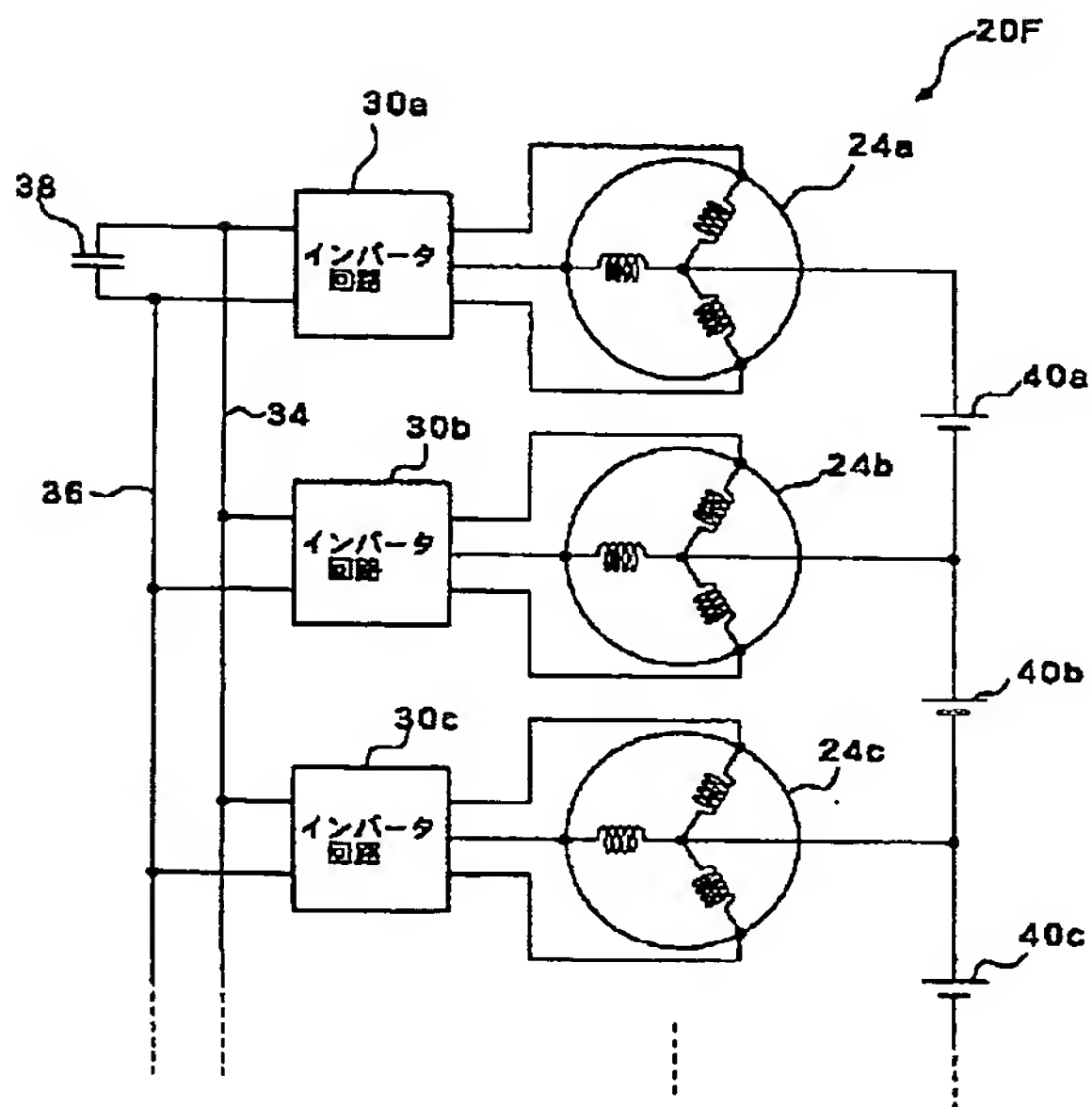


リップル電流を抑制する場合

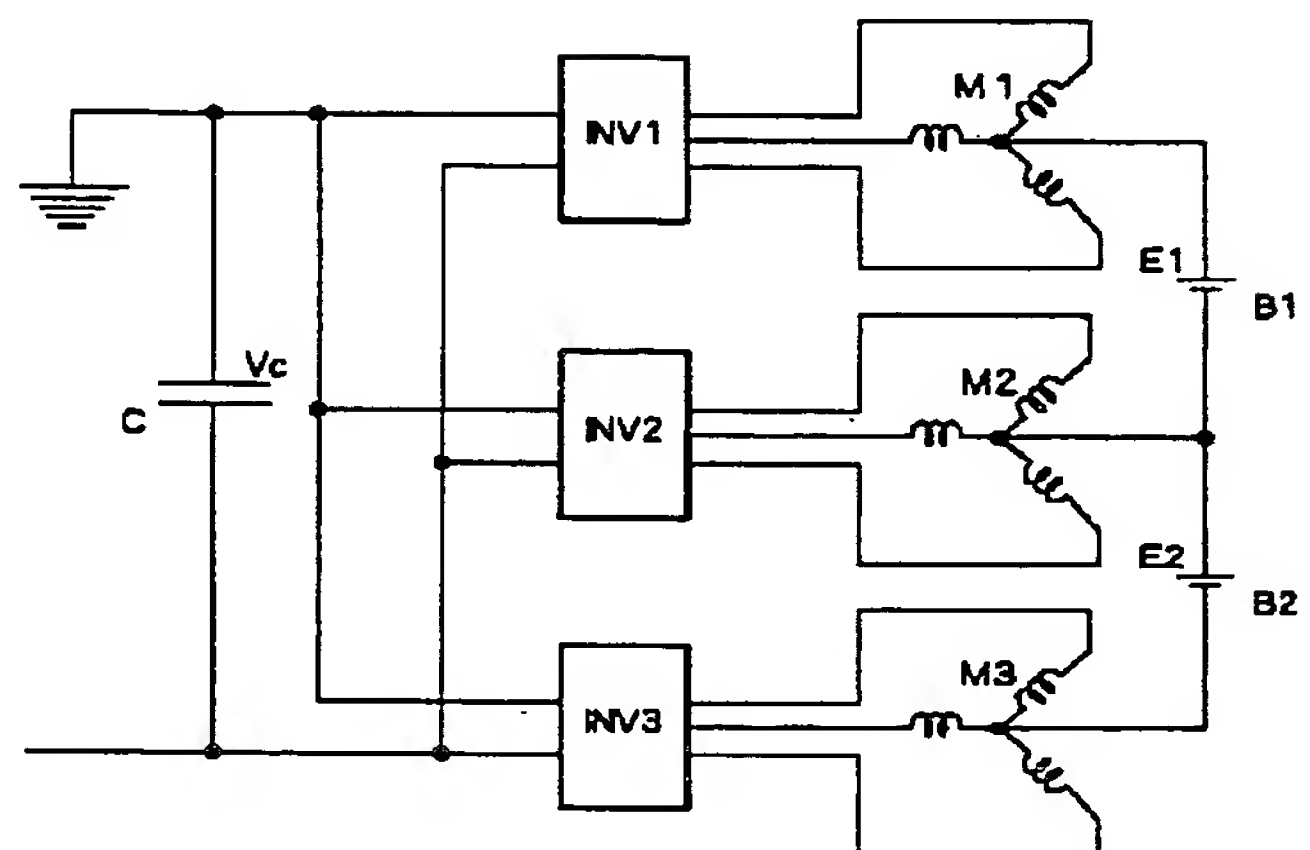
【図 11】



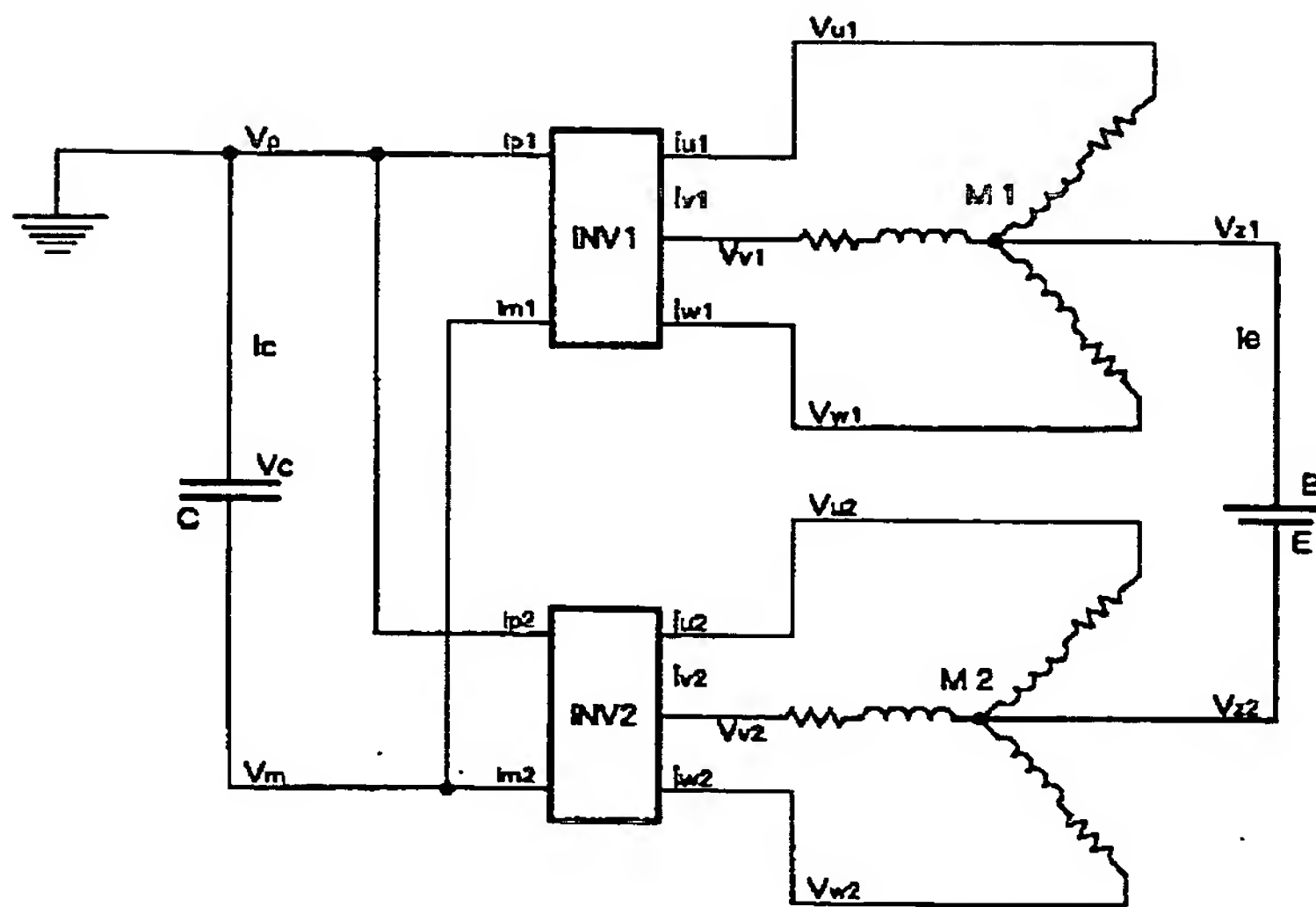
【図 12】



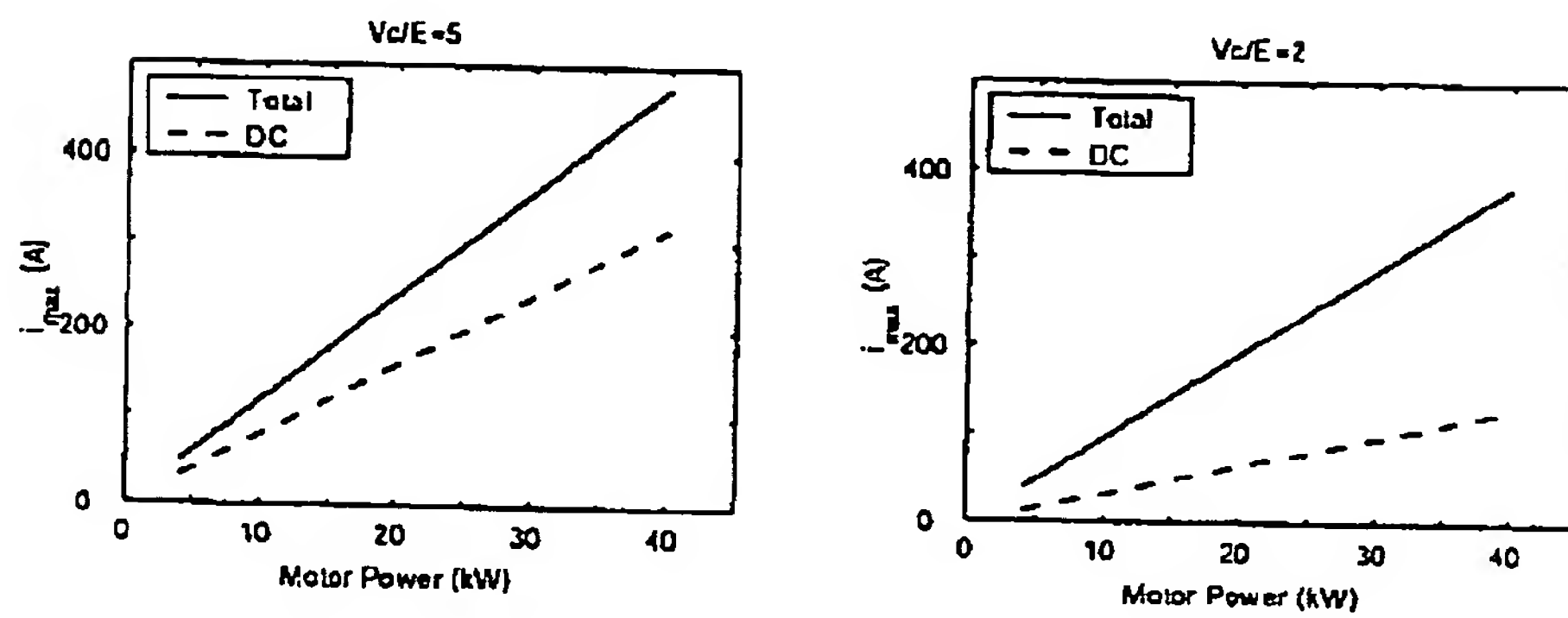
【図 15】



【図13】

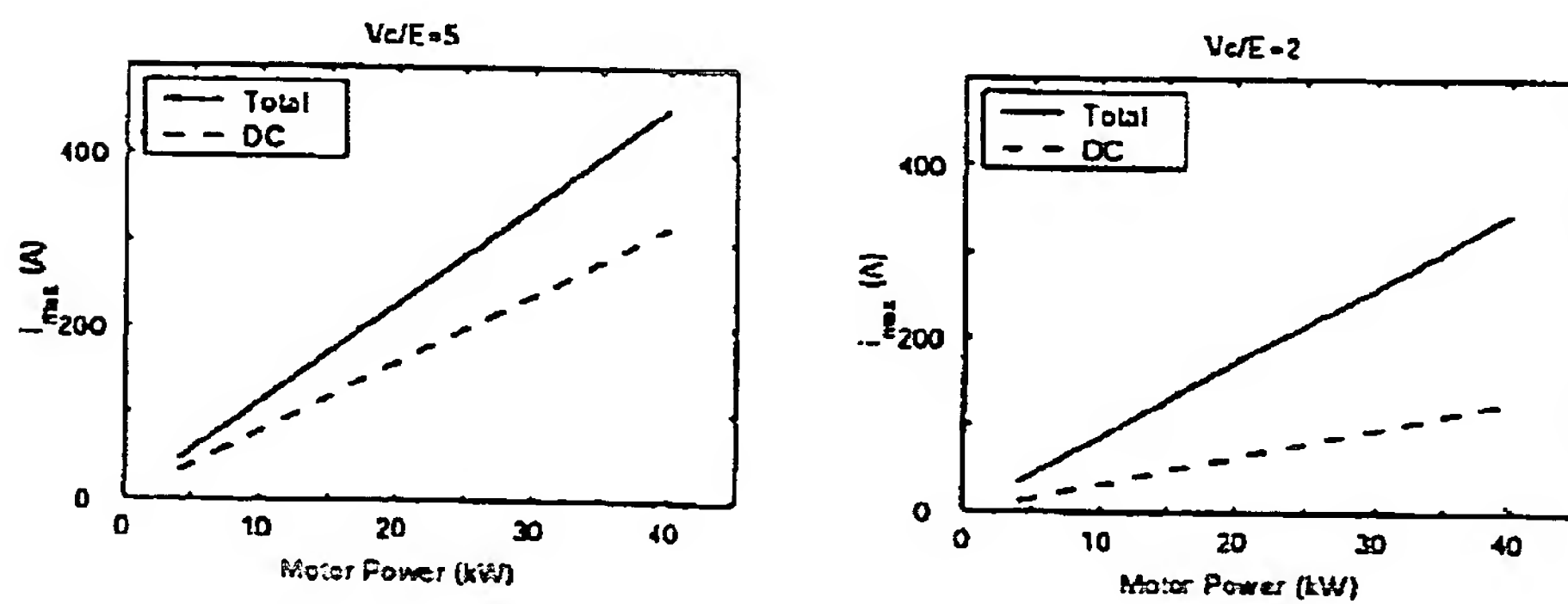


【図16】



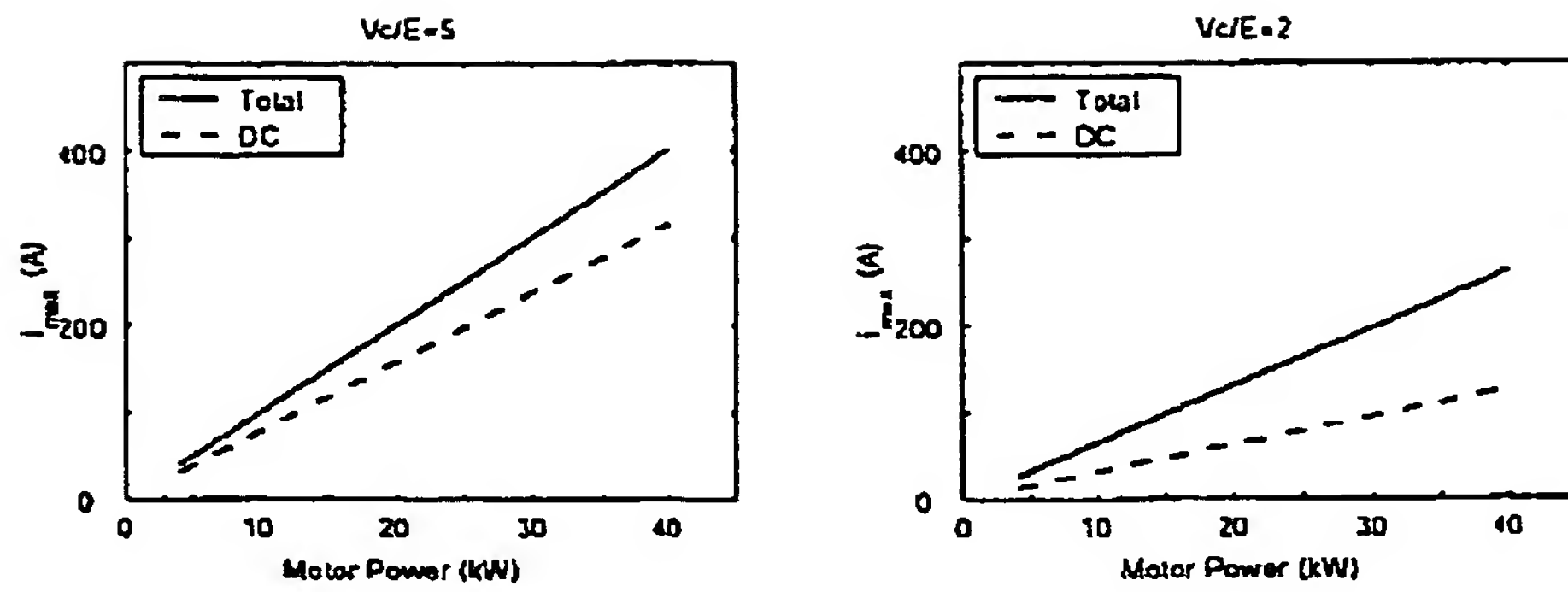
従来通電方法

【図17】



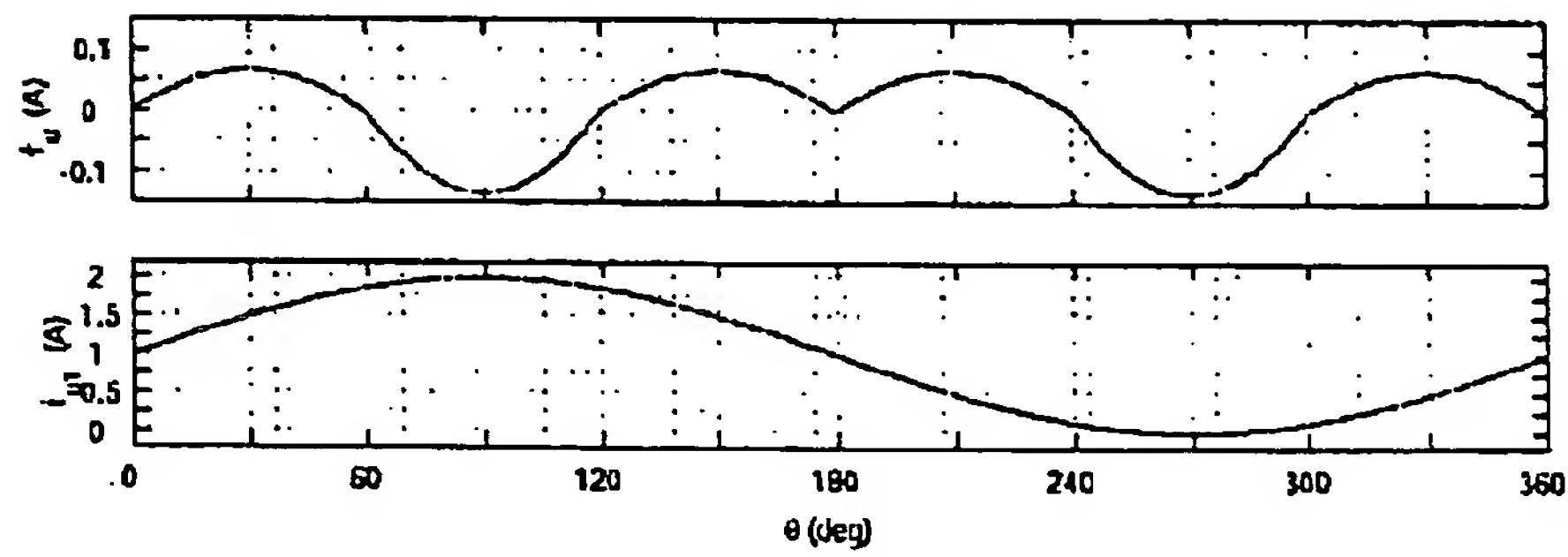
零相リップル非許容

【図 18】



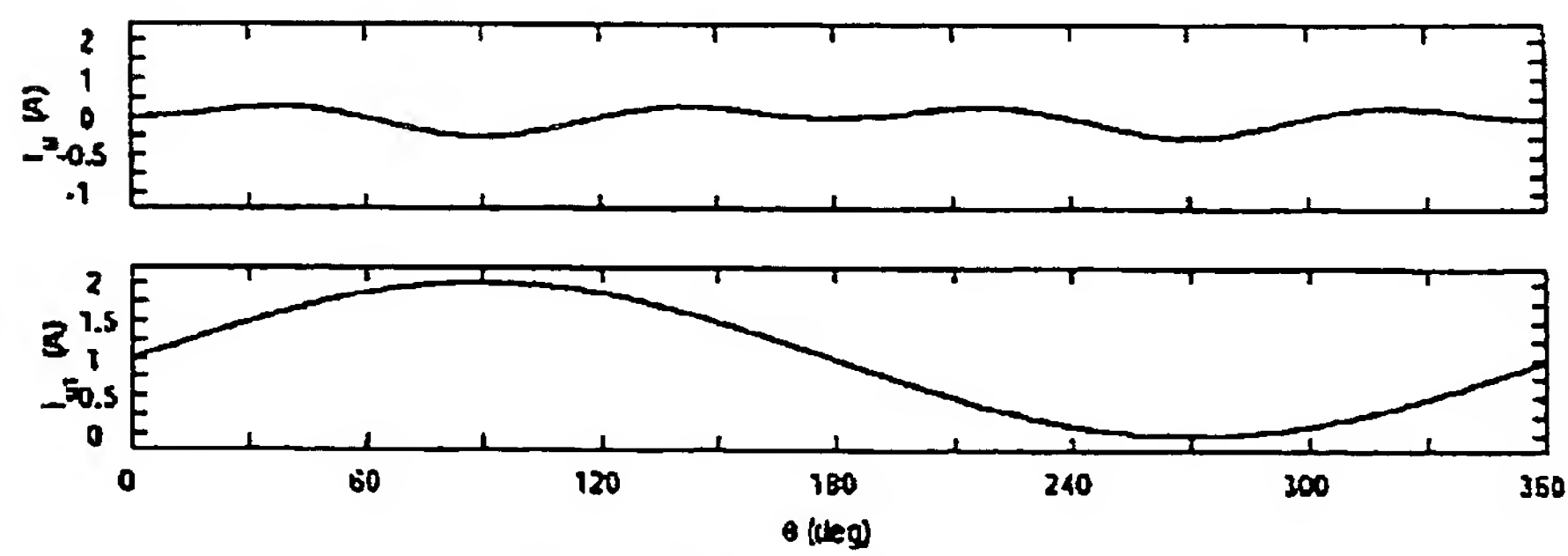
零相リップル許容

【図 22】



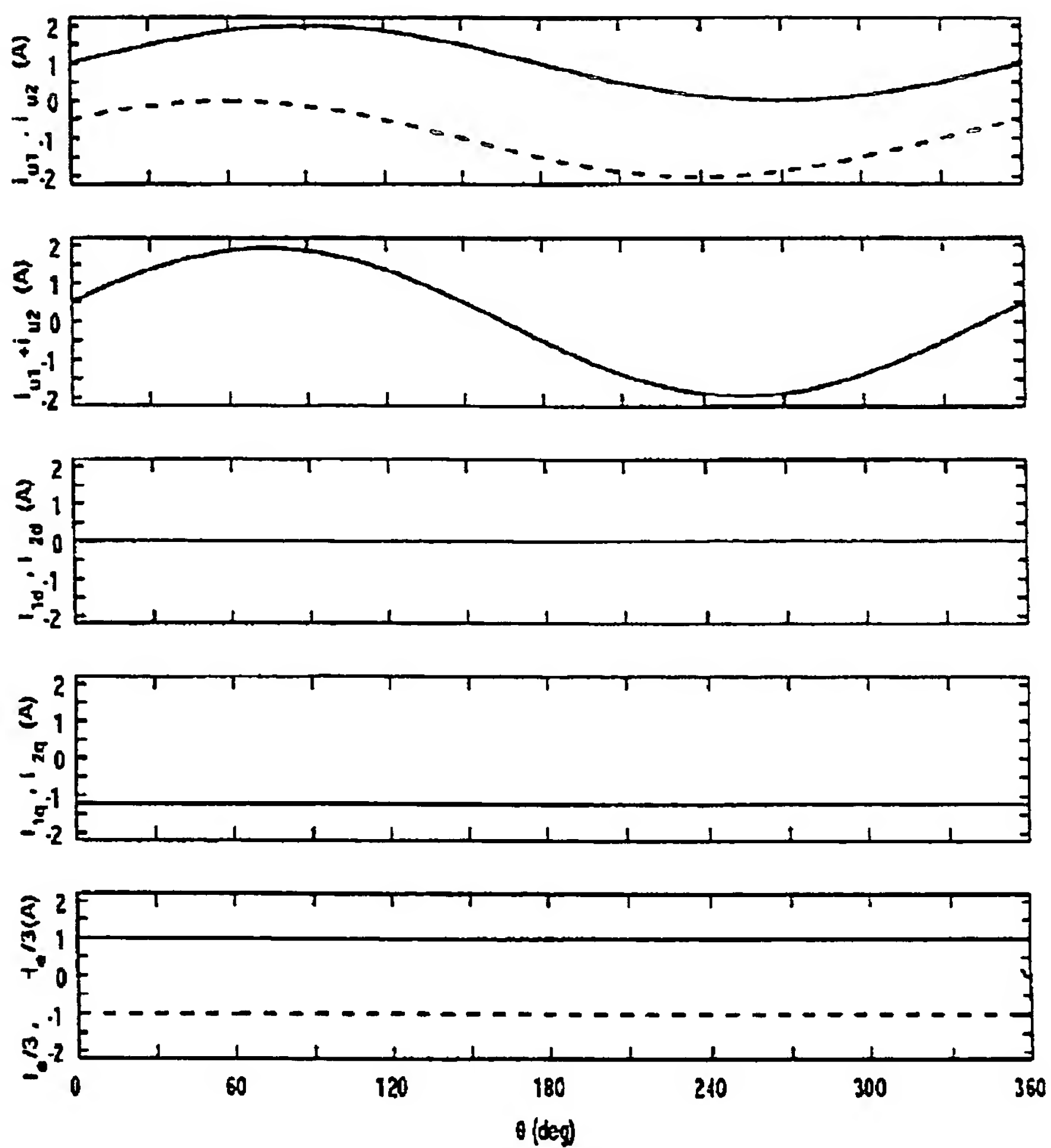
リップル電流を抑制する場合

【図 24】



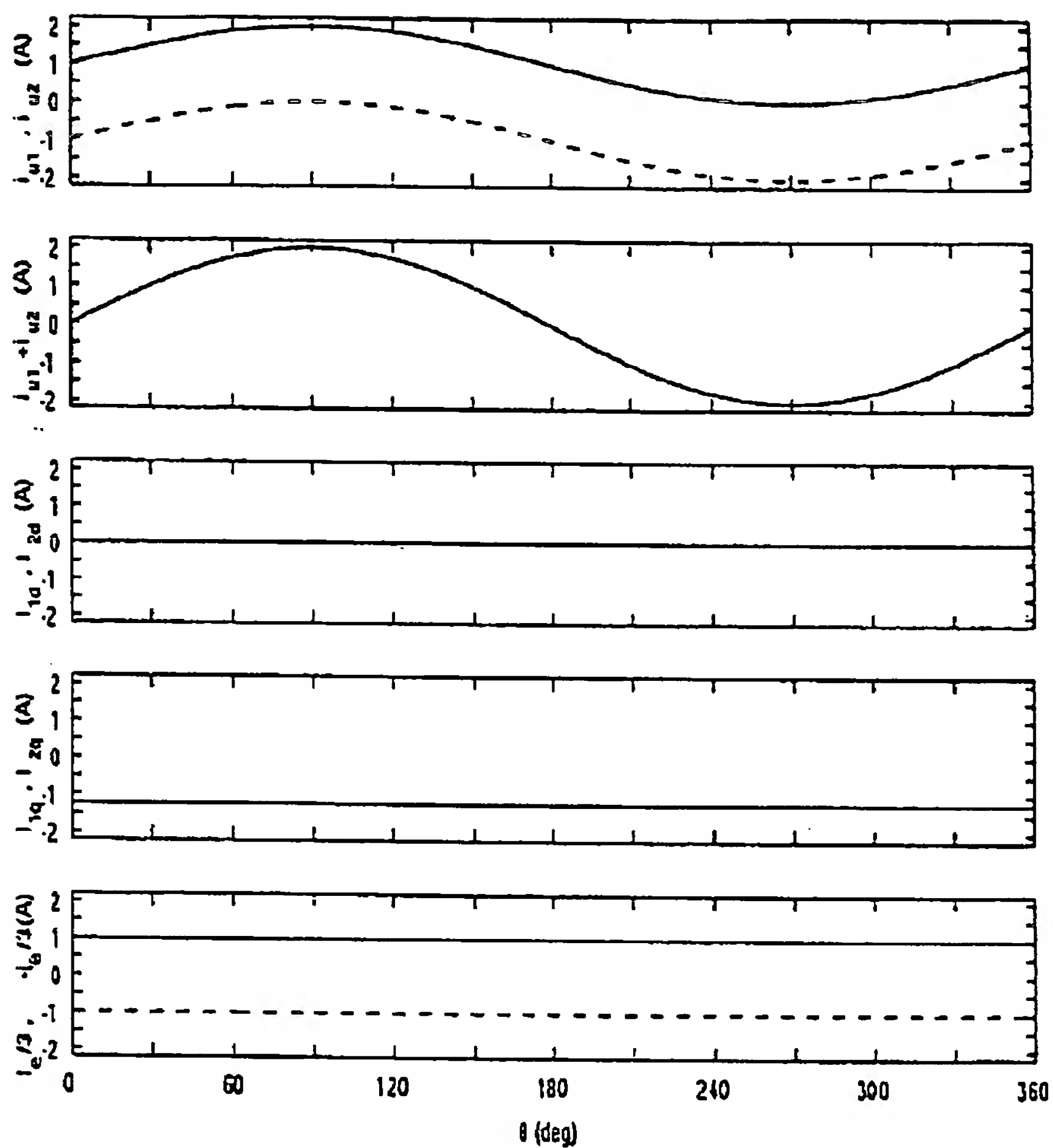
3 倍の高調波で交流振幅を変調する場合

【図 19】



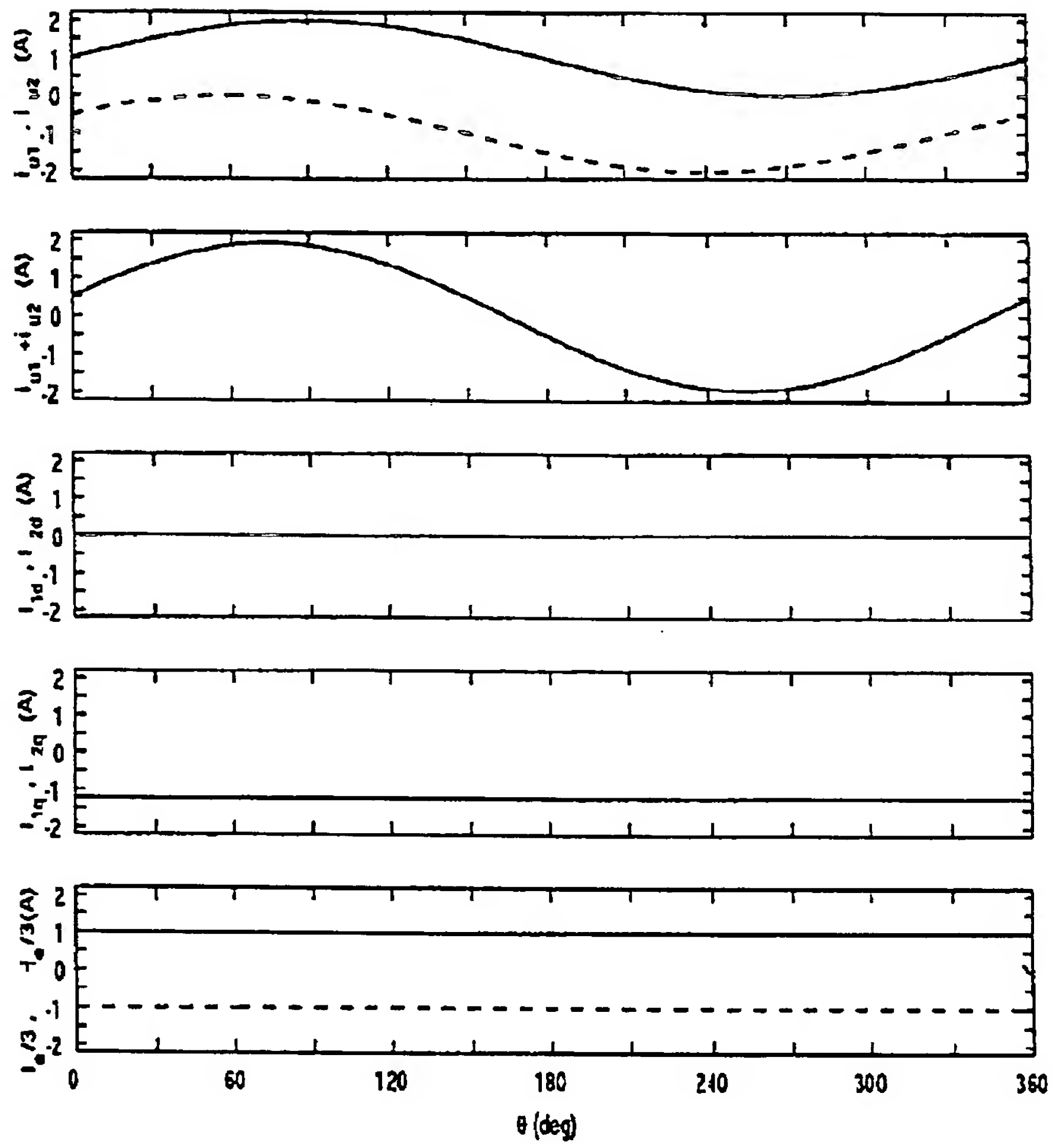
従来の相電流と零相電流など

【図 20】



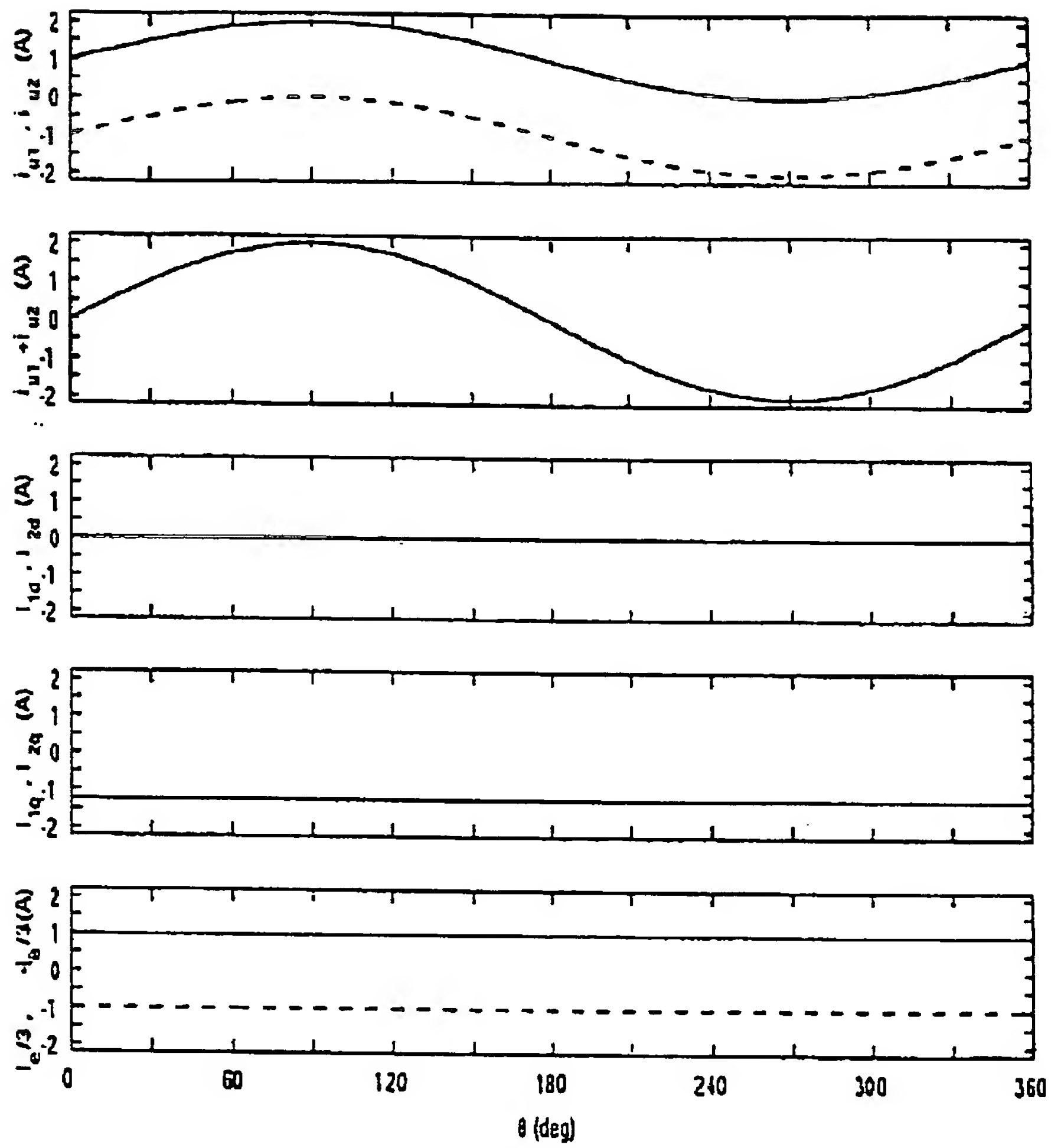
従来の相電流と零相電流など  
(コイル間位相差がある場合)

【図19】



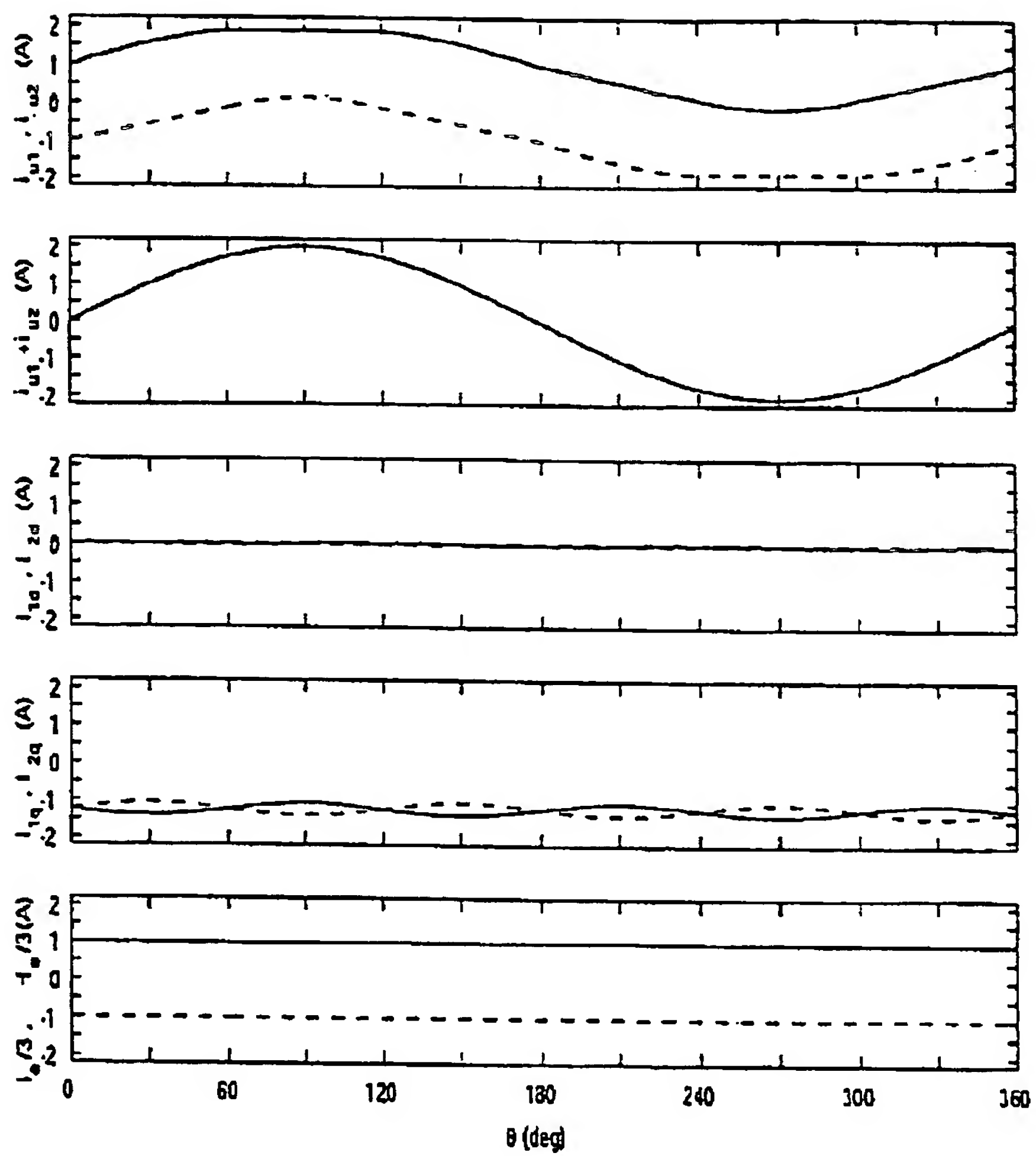
従来の相電流と零相電流など

【図20】



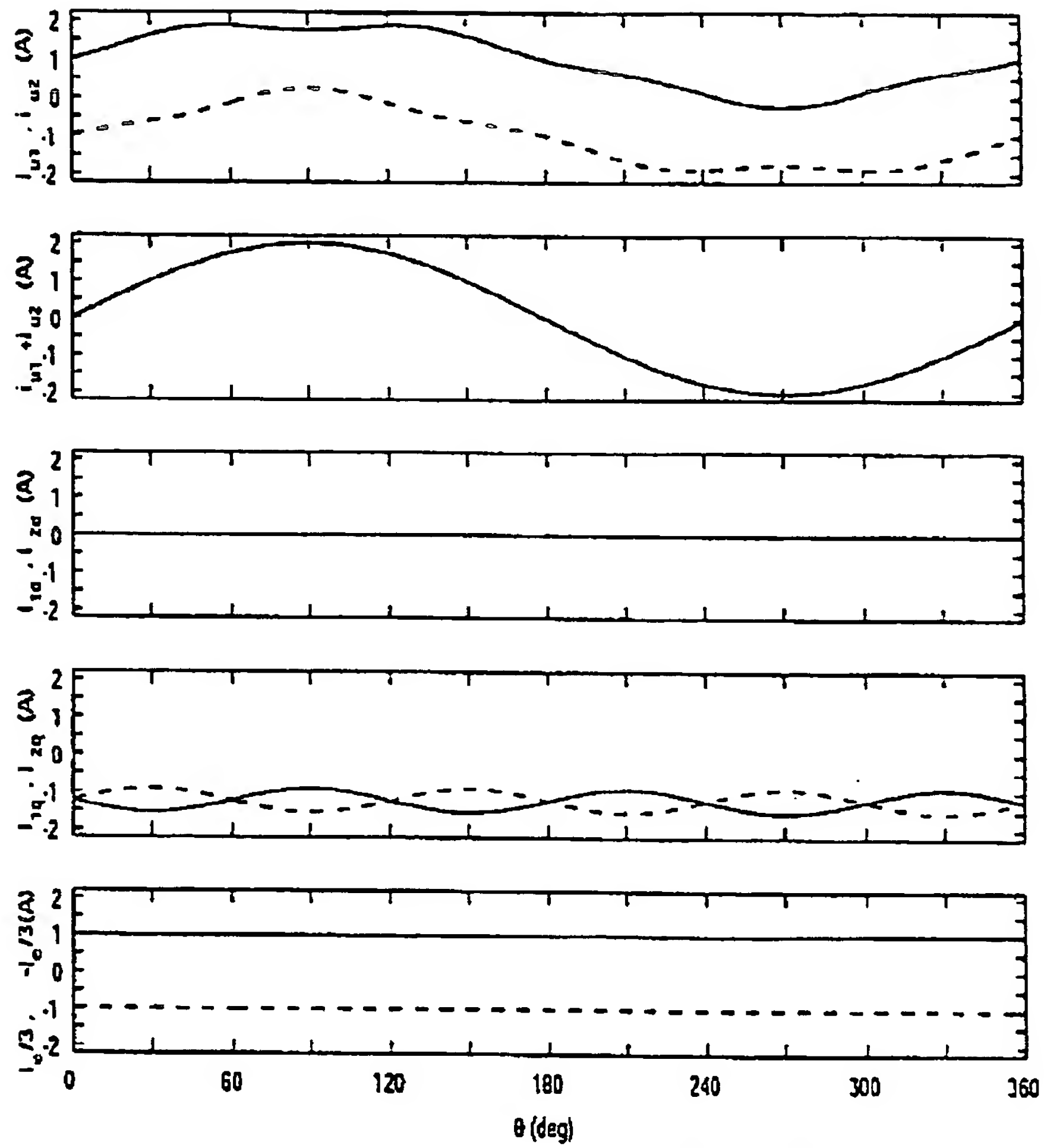
従来の相電流と零相電流など  
(コイル間位相差がある場合)

【図 23】



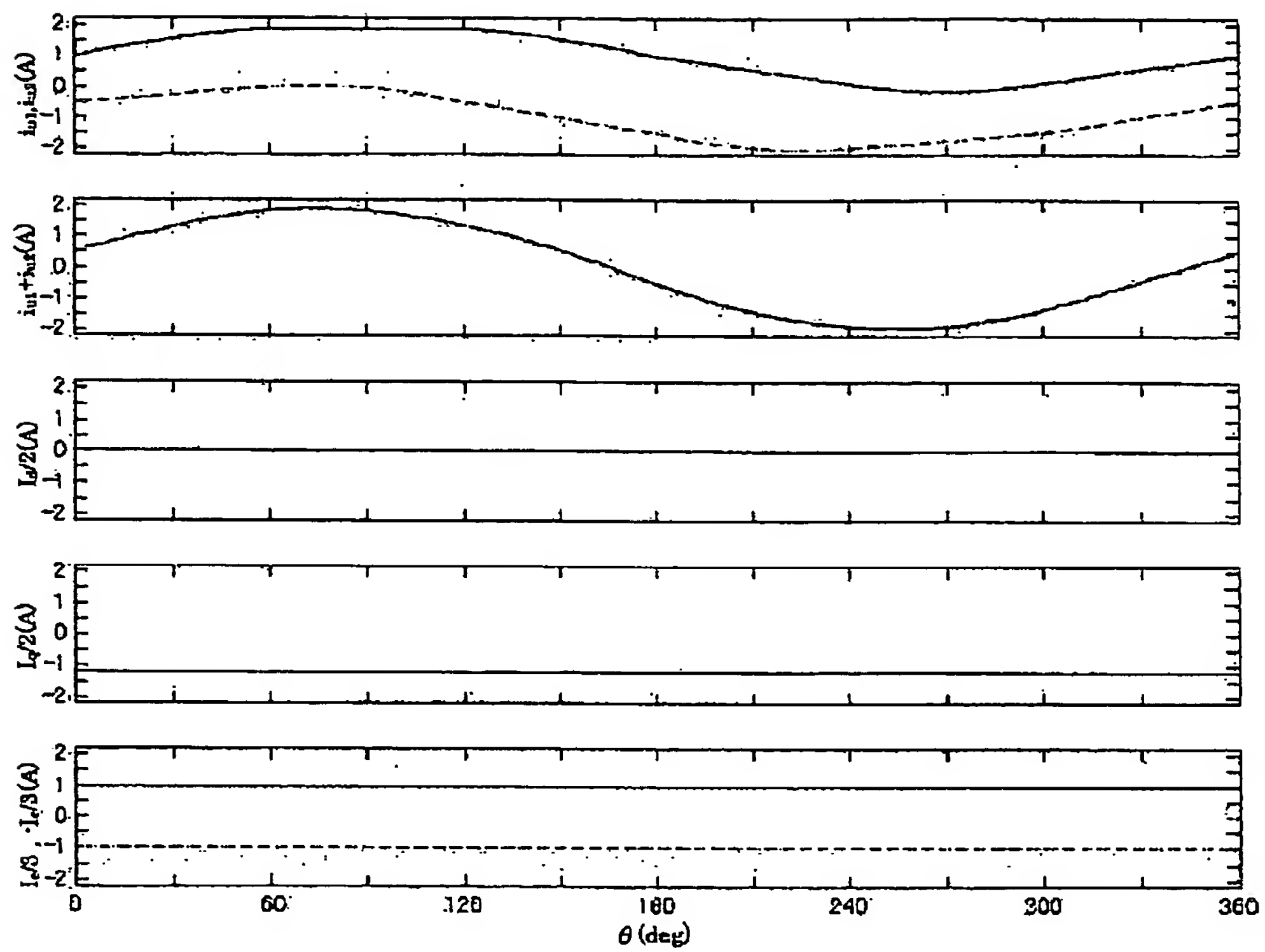
リップル電流を抑制する場合

【図 25】

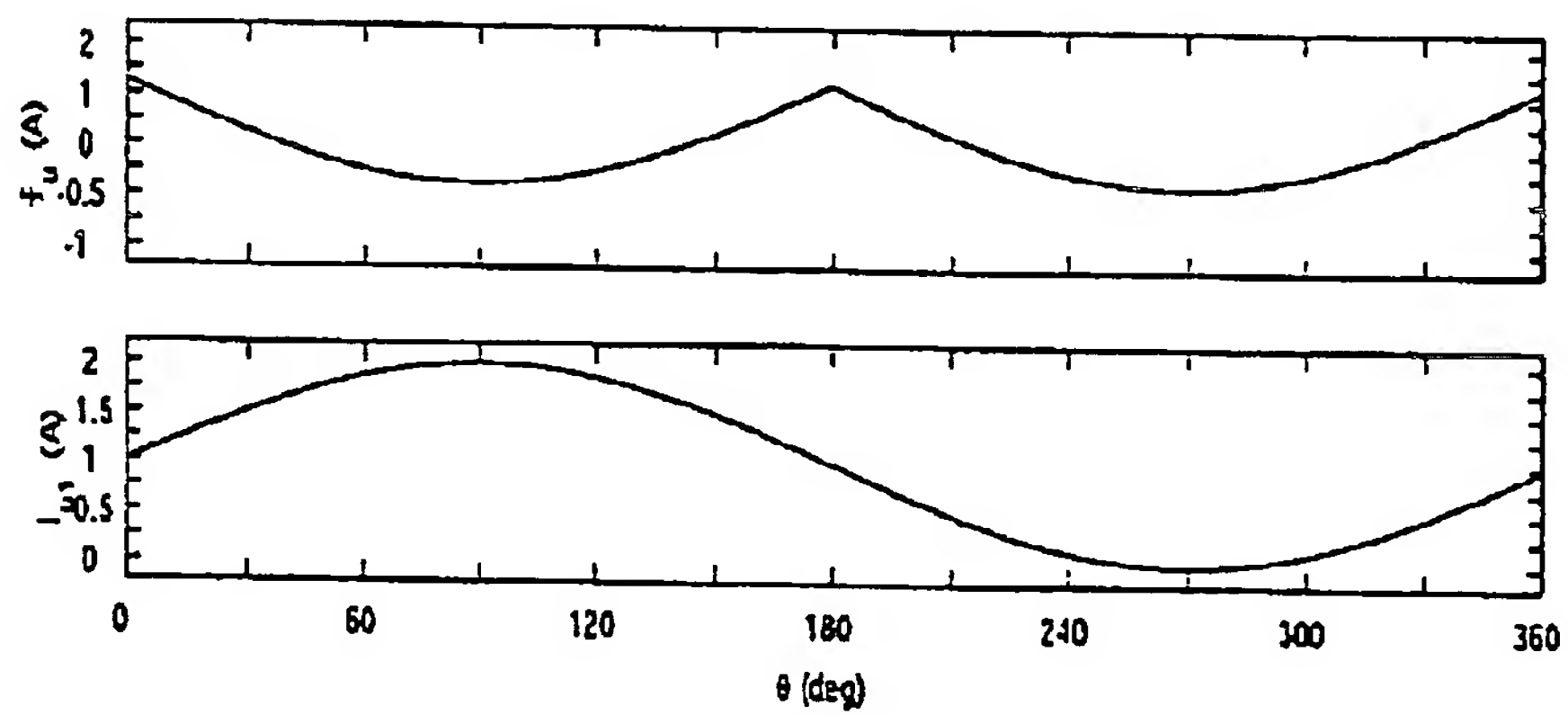


3 倍の高調波で交流振幅を変調する場合

【図26】

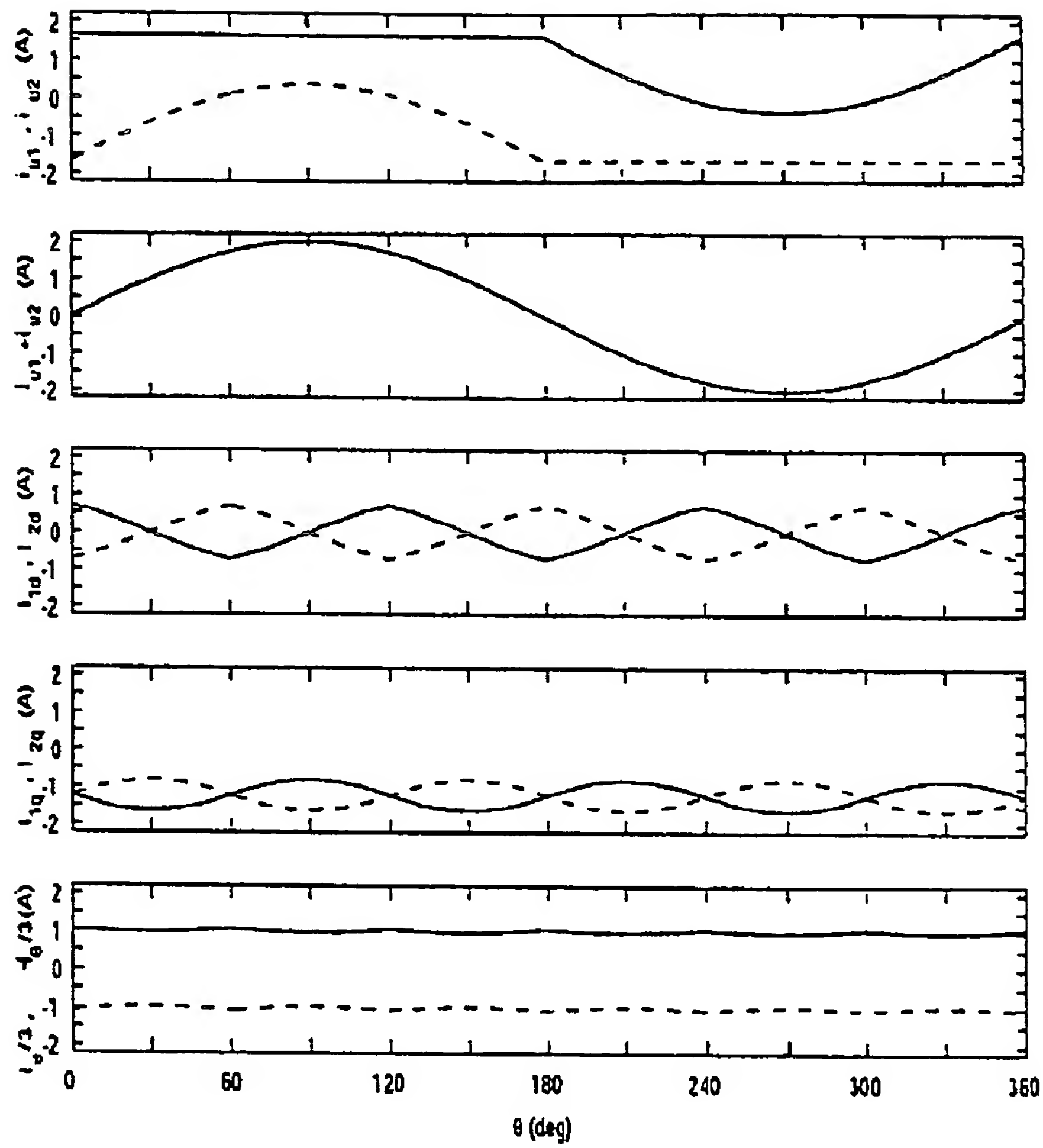


【図27】



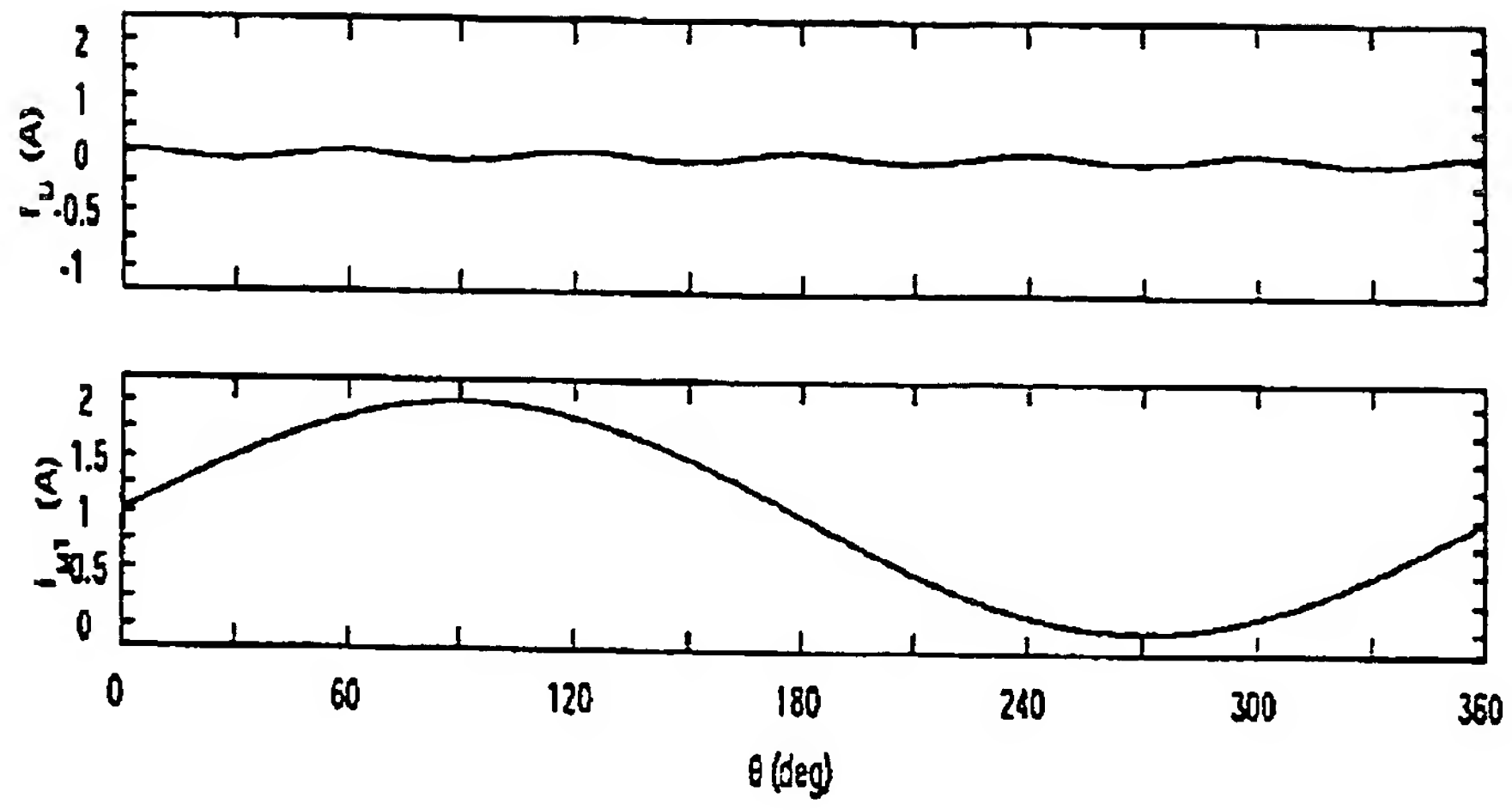
リップル電流を許す場合

【図 28】



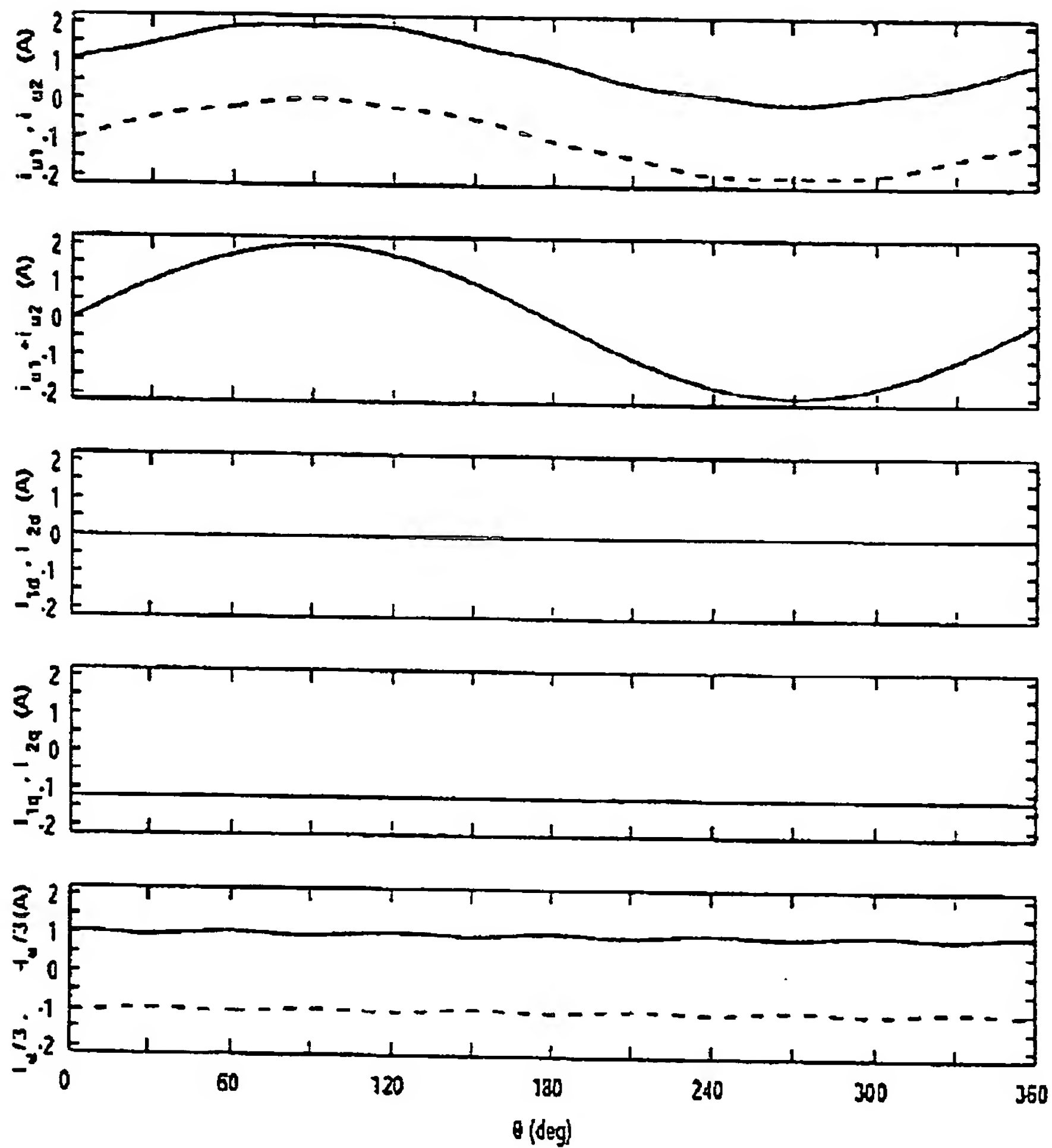
リップル電流を許す場合

【図 29】



6 倍の高調波を加える場合

【図 30】



6 倍の高調波を加える場合

フロントページの続き

(72) 発明者 稲熊 幸雄  
愛知県愛知郡長久手町大字長湫字横道41番  
地の1 株式会社豊田中央研究所内  
(72) 発明者 中井 英雄  
愛知県愛知郡長久手町大字長湫字横道41番  
地の1 株式会社豊田中央研究所内  
(72) 発明者 大谷 裕樹  
愛知県愛知郡長久手町大字長湫字横道41番  
地の1 株式会社豊田中央研究所内

(72) 発明者 佐々木 正一  
愛知県豊田市トヨタ町1番地 トヨタ自動  
車株式会社内  
(72) 発明者 社本 純和  
愛知県豊田市トヨタ町1番地 トヨタ自動  
車株式会社内  
(72) 発明者 小松 雅行  
愛知県豊田市トヨタ町1番地 トヨタ自動  
車株式会社内

F ターム (参考) 5H007 BB06 CA01 CB02 CB05 CC03  
DC02 DC05 EA02  
5H576 AA15 DD02 DD05 EE01 EE11  
GG04 HA04 HB02 JJ03 JJ24  
LL22 LL24

# PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2002-218793

(43)Date of publication of application : 02.08.2002

(51)Int.Cl.

H02P 7/63  
H02M 7/5387

(21)Application number : 2001-331175

(71)Applicant : TOYOTA CENTRAL RES & DEV LAB  
INC

TOYOTA MOTOR CORP

(22)Date of filing : 29.10.2001

(72)Inventor : MORIYA KAZUNARI  
INAGUMA YUKIO  
NAKAI HIDEO  
OTANI HIROKI  
SASAKI SHOICHI  
SHIYAMOTO SUMIKAZU  
KOMATSU MASAYUKI

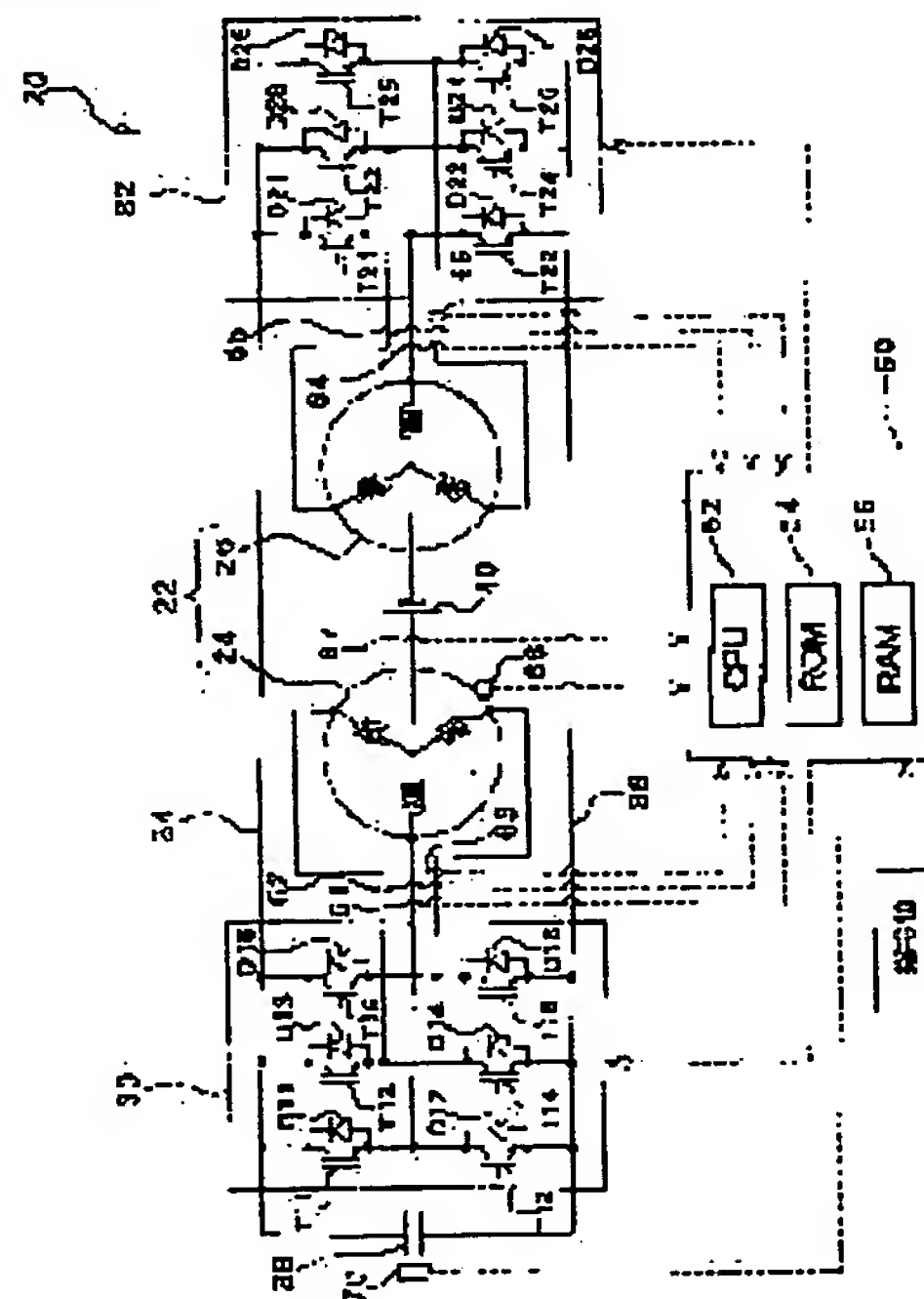
(30)Priority

Priority number : 2000346967 Priority date : 14.11.2000 Priority country : JP

(54) DRIVE DEVICE, POWER OUTPUT DEVICE, AND THEIR CONTROL METHOD

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To control an inverter input voltage over a wide range and to efficiently drive a motor.  
SOLUTION: A DC power supply 40 is connected between neutrals of two three-phase coils 24 and 26 of a 2Y motor 22, which are wound on a same stator and to which three-phase AC powers are respectively supplied with a phase difference, corresponding to a winding shift angle between each other from two inverter circuits 30 and 32, which have a positive pole bus-bar 34 and a negative pole bus-bar 36 in common, and a capacitor 38 is connected between the positive pole bus-bar 34 and the negative pole bus-bar 36. By the switching control of the inverter circuits 30 and 32, the potential difference between the neutrals of the three-phase coils 24 and 26 is made to be smaller or larger than the voltage of the DC power supply 40 to charge or discharge the capacitor 38. Wuth such a constitution, an inverter input voltage can be regulated over a wide range.



## LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

01.09.2003

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

3721116

[Date of registration]

16.09.2005

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

16.09.2005

**\* NOTICES \***

**JPO and NCIPi are not responsible for any damages caused by the use of this translation.**

1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
2. \*\*\*\* shows the word which can not be translated.
3. In the drawings, any words are not translated.

**CLAIMS**

[Claim(s)]

[Claim 1] The inverter circuit connected to one polyphase current load in two or more polyphase current loads which have a coil group, and these two or more polyphase current loads, At least one subpower source connected during the neutral point of a different coil group of at least one polyphase current load from the coil group of the polyphase current load to which this inverter circuit was connected, and this polyphase current load, A driving gear equipped with at least one neutral point potential control means which controls the potential of the neutral point of the coil group which the polyphase current load to which said inverter circuit is not connected among the polyphase current loads to which this subpower source was connected has.

[Claim 2] It is the driving gear which is a means equipped with the inverter circuit connected to the polyphase current load which said neutral point potential control means requires for this control in equipment according to claim 1.

[Claim 3] It is the driving gear which is the load with which a single electrical machinery and apparatus is equipped with said two or more polyphase current loads in equipment according to claim 1 or 2.

[Claim 4] It is the power output unit in which the output of power is possible. Two star connection coils, A positive-electrode bus-bar and a negative-electrode bus-bar are shared. Two inverter circuits which can supply polyphase current power to each of said at least two star connection coils, The power output unit which outputs power by having the 1st power source connected to said positive-electrode bus-bar and said negative-electrode bus-bar, and the 2nd power source connected during said two neutral points of a star connection coil, and passing a current in said two star connection coils.

[Claim 5] Said 1st power source is a power output unit according to claim 4 which is the accumulation-of-electricity means in which charge and discharge are possible.

[Claim 6] In equipment according to claim 5 said two inverter circuits It has two or more series connection of the top switching element arranged between said positive-electrode bus-bars and negative-electrode bus-bars, and a bottom switching element, respectively. It connects with two or more terminals of the star connection coil with which the node of a top switching element and a bottom switching element corresponds, respectively. The power output unit which controls the electrical potential difference of said 1st power source by controlling the percent modulation which is the ratio of the "on" period of a top switching element and a bottom switching element in said two inverter circuits according to an individual, respectively.

[Claim 7] The power output unit which controls the percent modulation in said two inverters in equipment according to claim 6 based on the formula  $V_c = V_b / (d_1 - d_2)$ , respectively when output voltage of  $V_b$  and said 1st power source is set [ percent modulation / in / for the percent modulation in one side of said two inverters /  $d_1$  and said another side of two inverters ] to  $V_c$  for the output voltage of  $d_2$  and said 2nd power source.

[Claim 8] The power output unit which amends the above-mentioned formula in consideration of this dead time in equipment according to claim 7 about two or more series connections of the top switching element in said two inverters, and a bottom switching element in having the dead time which makes all switching elements off.

[Claim 9] The formula by which amendment was carried out [ above-mentioned ] when said dead time [ as opposed to  $T_s$  and one period of the subcarrier for the period of the subcarrier which determines the on-off period in said two inverters ] was set to  $T_d$  in equipment according to claim 8 is a power output unit which is  $V_c = V_b / \{(d_1 - T_d / T_s) - (d_2 + T_d / T_s)\}$ .

[Claim 10] It is the power output unit which said two star connection coils are prepared in the equipment of

any one publication of claim 4-9 corresponding to one Rota, and constitutes one motor.

[Claim 11] the phase contrast of each polyphase current power supplied to two star connection coils of said motor in equipment according to claim 10 -- this -- the power output unit which carries out switching control of two or more switching elements of said two inverter circuits so that the electrical potential difference of said 1st power source may be held on a target electrical potential difference, while outputting desired torque from this motor as the same as that of the phase contrast of two star connection coils.

[Claim 12] It is the power output unit which said two star connection coils are prepared in the equipment of any one publication of claim 4-9 corresponding to respectively different Rota, and constitutes two another motors.

[Claim 13] The power output unit which carries out switching control of two or more switching elements of each of said two inverter circuits so that desired torque may be outputted from two motors, respectively and the electrical potential difference of said 1st power source may be held on a target electrical potential difference in equipment according to claim 12.

[Claim 14] The power output unit which the amplitude maximum of the current supplied to one star connection coil is decreased in equipment according to claim 10, and adds the current corresponding to the decrement to the current supplied to the star connection coil of another side.

[Claim 15] The power output unit which determines the addition to a decrement and another side for said amplitude maximum on the conditions of not producing fluctuation in the output torque of said motor, in equipment according to claim 14.

[Claim 16] The power output unit which determines the addition to a decrement and another side for said amplitude maximum on the conditions of not generating effect on the current which flows during said two neutral points of a stellate coil in equipment according to claim 15.

[Claim 17] The motor which has two star connection coils, and a positive-electrode bus-bar and a negative-electrode bus-bar are shared. Two inverter circuits which can supply polyphase current power to each of said two star connection coils, It is the control approach of a power output unit equipped with the accumulation-of-electricity means connected to said positive-electrode bus-bar and said negative-electrode bus-bar, and the power source connected during the neutral point of two star connection coils of said motor. the phase contrast of each polyphase current power supplied to two star connection coils of said motor -- this, if it is the same as that of the phase contrast of two star connection coils By carrying out switching control of two or more switching elements of said two inverter circuits, the potential difference during said two neutral points of a star connection coil possible [ accommodation ] both The control approach of the power output unit which makes the potential difference between said positive-electrode bus-bars and said negative-electrode bus-bars the desired potential difference while outputting desired torque from this motor.

[Claim 18] The 1st motor which has a star connection coil, and the 2nd motor which has a star connection coil, The 1st inverter circuit which can supply polyphase current power to said 1st motor, The bus-bar of the positive/negative of this 1st inverter circuit The 2nd inverter circuit which can supply polyphase current power to said 2nd motor as a bus-bar of positive/negative, It is the control approach of a power output unit equipped with the power source connected at the accumulation-of-electricity means connected to the bus-bar of the positive/negative of said 1st inverter circuit, and the neutral point of said 1st motor and the neutral point of said 2nd motor. By making possible switching control of the accommodation of two or more switching elements of each of said 1st inverter circuit and said 2nd inverter circuit of the potential difference between the neutral point of said 1st motor, and the neutral point of said 2nd motor The control approach of the power output unit which outputs desired torque from said 2nd motor while outputting desired torque from said 1st motor, and makes the potential difference between said positive-electrode bus-bars and said negative-electrode bus-bars the desired potential difference.

---

[Translation done.]

**\* NOTICES \***

**JPO and NCIPi are not responsible for any damages caused by the use of this translation.**

1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
2. \*\*\*\* shows the word which can not be translated.
3. In the drawings, any words are not translated.

---

**DETAILED DESCRIPTION**

---

[Detailed Description of the Invention]

[0001]

[Field of the Invention] This invention relates to a driving gear, a power output unit, and its control approach.

[0002]

[Description of the Prior Art] Conventionally, the thing equipped with the DC power supply connected at the capacitor, the positive-electrode bus-bar of an inverter circuit or negative-electrode bus-bar connected to the positive-electrode bus-bar and negative-electrode bus-bar of the inverter circuit which impresses the three-phase alternating current to a motor as this kind of a power output unit, and the neutral point of a motor is proposed (for example, JP,10-337047,A, JP,11-178114,A, etc.). With this equipment, time sharing shall realize actuation operated as a pressure-up chopper circuit which carries out the pressure up of the electrical potential difference of DC power supply for the circuit which consists of a coil of each phase of a motor, and a switching element of an inverter circuit, and charges a capacitor, and actuation as which an inverter circuit is operated as an original circuit which drives a motor using the electrical potential difference of a capacitor, and it shall have charge of a capacitor, and the function of a motor of a drive.

[0003]

[Problem(s) to be Solved by the Invention] However, if the breadth of the difference of the electrical potential difference of the bus-bar of positive/negative seen from the neutral point of a motor is taken into consideration, it is necessary by such power output unit to control the input voltage of an inverter circuit, i.e., the electrical potential difference between terminals of a capacitor, to within the limits from the electrical potential difference of DC power supply to the about 3-time electrical potential difference. If the input voltage of an inverter circuit is controllable according to the condition of a motor, a motor can be driven efficiently, but if the range is restricted, effectiveness operation of a motor will also be restricted.

[0004] The driving gear, the power output unit, and its control approach of this invention set to control the input voltage of an inverter circuit in the large range to one of the purposes. Moreover, the power output unit and its control approach of this invention set to drive a motor more efficiently to one of the purposes.

[0005]

[The means for solving a technical problem, and its operation and effectiveness] The driving gear, the power output unit, and its control approach of this invention took the following means, in order to attain a part of above-mentioned purpose [ at least ].

[0006] The inverter circuit by which the driving gear of this invention was connected to one polyphase current load in two or more polyphase current loads which have a coil group, and these two or more polyphase current loads, At least one subpower source connected during the neutral point of a coil group with at least one different polyphase current load from the polyphase current load to which this inverter circuit was connected, and this polyphase current load, Let it be a summary to have at least one neutral point potential control means which controls the potential of the neutral point of the coil group which the polyphase current load to which said inverter circuit is not connected among the polyphase current loads to which this subpower source was connected has.

[0007] Although the input voltage of an inverter circuit becomes settled in the driving gear of this this invention with the neutral point potential of each coil group to which the subpower source was connected, since the neutral point potential of the coil group of the polyphase current load to which it is adjustable and, as for the neutral point potential of the coil group of the polyphase current load to which the inverter circuit was connected, the inverter circuit is not connected by the inverter circuit is adjustable, it can set up the input voltage of an inverter circuit freely irrespective of the electrical potential difference of a subpower

source by the neutral point potential control means.

[0008] In the driving gear of such this invention, said neutral point potential control means shall be a means equipped with the inverter circuit connected to the polyphase current load concerning this control.

[0009] Moreover, in the driving gear of this invention, even if said two or more polyphase current loads are loads with which a single electrical machinery and apparatus is equipped, they may be loads with which two or more electrical machinery and apparatus are equipped.

[0010] The power output unit of this invention is a power output unit in which the output of power is possible, and makes it a summary to have the 1st power source which shared two star connection coils, and positive-electrode bus-bars and negative-electrode bus-bars, and was connected to two inverter circuits which can supply polyphase current power to each of said two star connection coils, and said positive-electrode bus-bar and said negative-electrode bus-bar, and the 2nd power source connected during said two neutral points of a star connection coil.

[0011] In the power output unit of this this invention While performing power transfer with the 1st power source connected to the positive-electrode bus-bar and the negative-electrode bus-bar by controlling two inverter circuits which share a positive-electrode bus-bar and a negative-electrode bus-bar, and the 2nd power source connected during the neutral point of two star connection coils of a motor By supplying polyphase current power to two star connection coils, while the electrical potential difference between a positive-electrode bus-bar and a negative-electrode bus-bar is controllable in the large range, the current supplied to two star connection coils is controllable. Therefore, the potential difference between a positive-electrode bus-bar and a negative-electrode bus-bar, i.e., the input voltage of two inverter circuits, can be controlled, and a motor can be driven more efficiently.

[0012] Here, in the 1st power output unit of this invention, the accumulation-of-electricity means in which charge and discharge are possible as said 1st power source can also be used. When using this accumulation-of-electricity means, since the electrical potential difference between terminals of an accumulation-of-electricity means is controllable, what has a capacity small as an accumulation-of-electricity means can be used.

[0013] Moreover, said two inverter circuits have two or more series connection of the top switching element arranged between said positive-electrode bus-bars and negative-electrode bus-bars, and a bottom switching element, respectively. It connects with two or more terminals of the star connection coil with which the node of a top switching element and a bottom switching element corresponds, respectively. It is suitable to control the electrical potential difference of said 1st power source by controlling the percent modulation which is the ratio of the "on" period of a top switching element and a bottom switching element in said two inverter circuits according to an individual, respectively. In this case, when output voltage of  $V_b$  and said 1st power source is set [ percent modulation / in / for the percent modulation in one side of said two inverters /  $d_1$  and said another side of two inverters ] to  $V_c$  for the output voltage of  $d_2$  and said 2nd power source, based on the formula  $V_c = V_b / (d_1 - d_2)$ , the percent modulation in said two inverters can be controlled, respectively. The electrical-potential-difference value of the 1st power source is easily controllable by this.

[0014] Moreover, it is suitable to amend the above-mentioned formula in consideration of this dead time about two or more series connections of the top switching element in said two inverters and a bottom switching element, in having the dead time which makes all switching elements off.

[0015] Furthermore, when said dead time [ as opposed to  $T_s$  and one period of the subcarrier for the period of the subcarrier which determines the on-off period in said two inverters ] is set to  $T_d$ , it is suitable for the formula by which amendment was carried out [ above-mentioned ] that it is  $V_c = V_b / \{ (d_1 - T_d / T_s) - (d_2 + T_d / T_s) \}$ .

[0016] Moreover, it is suitable for said two star connection coils for it to be prepared corresponding to one Rota and to constitute one motor. in this case, the phase contrast of each polyphase current power supplied to two star connection coils of said motor -- this -- while outputting desired torque from this motor as the same as that of the phase contrast of two star connection coils, it is good to carry out switching control of two or more switching elements of said two inverter circuits so that the electrical potential difference of said 1st power source may be held on a target electrical potential difference.

[0017] Moreover, it is also suitable for said two star connection coils for it to be prepared corresponding to respectively different Rota, and to constitute two another motors. In this case, it is good to carry out switching control of two or more switching elements of each of said two inverter circuits so that desired torque may be outputted from two motors, respectively and the electrical potential difference of said 1st power source may be held on a target electrical potential difference. Moreover, it is suitable to decrease the amplitude maximum of the current supplied to one star connection coil, and to add the current

corresponding to the decrement to the current supplied to the star connection coil of another side. By this, the amplitude maximum of a current can be decreased and pressure-proofing of an inverter etc. can be made low.

[0018] Moreover, it is the conditions of not producing fluctuation in the output torque of said motor, and it is suitable to determine the addition to a decrement and another side for said amplitude maximum. The effect on an output torque can be eliminated by this.

[0019] Moreover, it is the conditions of not generating effect on the current which flows during said two neutral points of a stellate coil, and it is suitable to determine the addition to a decrement and another side for said amplitude maximum. By this, it can prevent that a bad influence appears in the armature-voltage control of the 1st power source.

[0020] In addition, the generator motor which can be generated is also contained in a "motor" in this power output unit.

[0021] The motor with which the control approach of the 1st power output unit of this invention has two star connection coils, A positive-electrode bus-bar and a negative-electrode bus-bar are shared. Two inverter circuits which can supply polyphase current power to each of said two star connection coils, It is the control approach of a power output unit equipped with the accumulation-of-electricity means connected to said positive-electrode bus-bar and said negative-electrode bus-bar, and the power source connected during the neutral point of two star connection coils of said motor. the phase contrast of each polyphase current power supplied to two star connection coils of said motor -- this, if it is the same as that of the phase contrast of two star connection coils By carrying out switching control of two or more switching elements of said two inverter circuits, the potential difference during said two neutral points of a star connection coil possible [ accommodation ] both While outputting desired torque from this motor, let it be a summary to make the potential difference between said positive-electrode bus-bars and said negative-electrode bus-bars into the desired potential difference.

[0022] According to the control approach of the 1st power output unit of this this invention While performing power transfer with the power source connected during the neutral point of two star connection coils connected to the positive-electrode bus-bar and the negative-electrode bus-bar by controlling two inverter circuits which share a positive-electrode bus-bar and a negative-electrode bus-bar, an accumulation-of-electricity means and a motor By supplying polyphase current power to two star connection coils, while the electrical potential difference between a positive-electrode bus-bar and a negative-electrode bus-bar is controllable in the large range, drive control of the motor can be carried out. Therefore, according to the condition of a motor, the potential difference between a positive-electrode bus-bar and a negative-electrode bus-bar, i.e., the input voltage of two inverter circuits, can be controlled, and a motor can be driven more efficiently.

[0023] The 1st motor with which the control approach of the 2nd power output unit of this invention has a star connection coil, The 2nd motor which has a star connection coil, and the 1st inverter circuit which can supply polyphase current power to said 1st motor, The bus-bar of the positive/negative of this 1st inverter circuit The 2nd inverter circuit which can supply polyphase current power to said 2nd motor as a bus-bar of positive/negative, It is the control approach of a power output unit equipped with the power source connected at the accumulation-of-electricity means connected to the bus-bar of the positive/negative of said 1st inverter circuit, and the neutral point of said 1st motor and the neutral point of said 2nd motor. By making possible switching control of the accommodation of two or more switching elements of each of said 1st inverter circuit and said 2nd inverter circuit of the potential difference between the neutral point of said 1st motor, and the neutral point of said 2nd motor Let it be a summary to output desired torque from said 2nd motor, while outputting desired torque from said 1st motor, and to make the potential difference between said positive-electrode bus-bars and said negative-electrode bus-bars into the desired potential difference.

[0024] According to the control approach of the 2nd power output unit of this this invention By controlling the 1st inverter circuit and 2nd inverter circuit which share a positive-electrode bus-bar and a negative-electrode bus-bar By supplying polyphase current power to the 1st motor and 2nd motor, while performing power transfer with the power source connected at the accumulation-of-electricity means connected to the positive-electrode bus-bar and the negative-electrode bus-bar, the neutral point of the 1st motor, and the neutral point of the 2nd motor While the electrical potential difference between a positive-electrode bus-bar and a negative-electrode bus-bar is controllable in the large range, drive control of the 1st motor and 2nd motor can be carried out independently. Therefore, according to the condition of the 1st motor or the 2nd motor, the potential difference between a positive-electrode bus-bar and a negative-electrode bus-bar, i.e.,

the input voltage of two inverter circuits, can be controlled, and the 1st motor and 2nd motor can be driven more efficiently.

[0025]

[Embodiment of the Invention] Next, the gestalt of operation of this invention is explained using an example. Drawing 1 is the block diagram showing the outline of the configuration of the power output unit 20 which is one example of this invention. The double winding motor 22 which has two three phase coils 24 and 26 with which Y connection of the power output unit 20 of an example was carried out (henceforth 2Y motor), Two inverter circuits 30 and 32 which are respectively connected to two three phase coils 24 and 26, and share the positive-electrode bus-bar 34 and the negative-electrode bus-bar 36, It has the capacitor 38 connected to the positive-electrode bus-bar 34 and the negative-electrode bus-bar 36, DC power supply 40 prepared during the neutral point of two three phase coils 24 and 26 of the 2Y motor 22, and the electronic control unit 50 which controls the whole equipment.

[0026] Drawing 2 is an explanatory view which illustrates the relation of two three phase coils 24 and 26 of the 2Y motor 22. The 2Y motor 22 consists of Rota where the permanent magnet was stuck on the outside surface, and a stator which only the include angle alpha shifted two three phase coils 24 and 26 to the hand of cut, and was wound so that it might illustrate to drawing 2 , and is carrying out the same configuration as the synchronous generator motor in which the usual generation of electrical energy is possible except for the point that two three phase coils 24 and 26 are wound. Since only the include angle alpha has shifted to the hand of cut, the three phase coils 24 and 26 can also consider the 2Y motor 22 to be the motor of a six phase. What is necessary is just to control an inverter circuit 32 so that the three-phase alternating current in which only the coil gap angle alpha had phase contrast to the three-phase alternating current impressed to the three phase coil 24 by the inverter circuit 30 is impressed to the three phase coil 26 in order to drive such a 2Y motor 22. In addition, the revolving shaft of the 2Y motor 22 is the output shaft of the power output unit 20 of an example, and power is outputted from this revolving shaft. Since it is constituted as a generator motor as mentioned above, the 2Y motor 22 of an example can be generated by the 2Y motor 22, if power is inputted into the revolving shaft of the 2Y motor 22.

[0027] Both the inverter circuits 30 and 32 are constituted by six diodes D11-D16, and D21-D26. [ six transistors T11-T16, T21-T26, and ] Six transistors T11-T16, and two T21-T26 are arranged at a time in a pair so that it may become a source and sink side to the positive-electrode bus-bar 34 and the negative-electrode bus-bar 36, respectively, and each of the three phase coils 24 and 26 (UVW) of the 2Y motor 22 is connected at the node. Therefore, if the rate of transistors T11-T16 and the ON time amount of T21-T26 of making a pair is controlled by the condition that the electrical potential difference is acting on the positive-electrode bus-bar 34 and the negative-electrode bus-bar 36, with the phase contrast of the coil gap angle alpha, rotating magnetic field can be formed with the three phase coils 24 and 26 of the 2Y motor 22, and the rotation drive of the 2Y motor 22 can be carried out.

[0028] The electronic control unit 50 is constituted as a microprocessor centering on CPU52, and is equipped with ROM54 which memorized the processing program, RAM56 which memorizes data temporarily, and input/output port (not shown). In this electronic control unit 50 The neutral point current  $I_o$  from the current sensor 67 attached at the neutral point of the each phase currents  $I_{u1}$ ,  $I_{v1}$ ,  $I_{w1}$ ,  $I_{u2}$ ,  $I_{v2}$ , and  $I_{w2}$  from current sensors 61-66 and the 2Y motor 22 which were attached in each phase of uvw of the three phase coils 24 and 26 of the 2Y motor 22, The electrical potential difference  $V_c$  between terminals of the capacitor 38 from a voltage sensor 70 attached in the angle of rotation theta and capacitor 38 of a rotator of the 2Y motor 22 from the angle-of-rotation sensor 68 attached in the revolving shaft of the 2Y motor 22, the command value about the drive of the 2Y motor 22, etc. mind input port. It is inputted. Here, any one is respectively good also as a thing of current sensors 61-63 and the current sensors 64-66 which can omit and uses any one as a sensor only for malfunction detection. Moreover, from the electronic control unit 50, the control signal for performing the transistors T11-T16 of inverter circuits 30 and 32 and switching control of T21-T26 etc. is outputted through the output port.

[0029] Next, the principle of operation of the power output unit 20 of the example constituted in this way is explained. Drawing 3 is an explanatory view explained to the leakage inductance of u phase of the three phase coils 24 and 26 of the 2Y motor 22 paying attention to the neutral point of the three phase coil 24, the neutral point of the three phase coil 26, and the flow of the current in the condition that the potential difference  $V_{012}$  is smaller than the electrical potential difference  $V_b$  of DC power supply 40. Now, the condition of ON of the transistor T12 of an inverter circuit 30 or the condition of ON of the transistor T21 of an inverter circuit 32 is considered in the condition that the potential difference  $V_{012}$  of the neutral point of the three phase coil 24 and the neutral point of the three phase coil 26 is smaller than the electrical potential

difference  $V_b$  of DC power supply 40. In this case, the short circuit shown by the continuous-line arrow head is formed into drawing 3 (a) and drawing 3 (b), and u phase of the three phase coils 24 and 26 of the 2Y motor 22 functions as a reactor. If the transistor T21 of an inverter circuit 32 is turned off while turning off the transistor T12 of an inverter circuit 30 from this condition, the energy stored in u phase of the three phase coil which is functioning as a reactor will be stored in a capacitor 38 by the charge circuit shown by the drawing 3 (c) solid line arrow head. Therefore, it can be considered that this circuit is the capacitor charge circuit which stores the energy of DC power supply 40 in a capacitor 38. Since this capacitor charge circuit has the same composition as a pressure-up chopper circuit, it can operate highly the electrical potential difference  $V_c$  between terminals of a capacitor 38 freely from the electrical potential difference  $V_b$  of DC power supply 40. Since it can consider that vw phase of the three phase coils 24 and 26 of the 2Y motor 22 as well as u phase is a capacitor charge circuit If the potential difference  $V_{012}$  of the neutral point of the three phase coil 24 and the neutral point of the three phase coil 26 considers as a condition smaller than the electrical potential difference  $V_b$  of DC power supply 40 A capacitor 38 can be charged by DC power supply 40 by both turning on and off the transistors T12, T14, and T16 of an inverter circuit 30, and the transistors T21, T23, and T25 of an inverter circuit 32.

[0030] Drawing 4 is an explanatory view explained to the leakage inductance of u phase of the three phase coils 24 and 26 of the 2Y motor 22 paying attention to the flow of the current in the condition that the potential difference  $V_{012}$  of the neutral point of the three phase coil 24 and the neutral point of the three phase coil 26 is larger than the electrical potential difference  $V_b$  of DC power supply 40. Shortly, a transistor T12 has [ the transistor T11 of an inverter circuit 30 ] the off transistor T21 of OFF and an inverter circuit 32 at ON in the condition that the potential difference  $V_{012}$  of the neutral point of the three phase coil 24 and the neutral point of the three phase coil 26 is larger than the electrical potential difference  $V_b$  of DC power supply 40, and a transistor T22 considers the condition of ON. In this case, the charge circuit shown by the continuous-line arrow head is formed into drawing 4 (a), and DC power supply 40 are charged using the electrical potential difference  $V_c$  between terminals of a capacitor 38. At this time, u phase of the three phase coils 24 and 26 of the 2Y motor 22 functions as a reactor like the above-mentioned. If the transistor T11 of an inverter circuit 30 is turned off from this condition or the transistor T22 of an inverter circuit 32 is turned off, the energy stored in u phase of the three phase coil which is functioning as a reactor will charge DC power supply 40 by the charge circuit shown by the drawing 4 (b) or drawing 4 (c) solid line arrow head. Therefore, it can be considered that this circuit is the DC-power-supply charge circuit which stores the energy of a capacitor 38 in DC power supply 40. Since it can consider that vw phase of the three phase coils 24 and 26 of the 2Y motor 22 as well as u phase is a DC-power-supply charge circuit, while the potential difference  $V_{012}$  of the neutral point of the three phase coil 24 and the neutral point of the three phase coil 26 considers as a larger condition than the electrical potential difference  $V_b$  of DC power supply 40, DC power supply 40 can be charged by the capacitor 38 by turning on and off the transistors T11-T16 of an inverter circuit 30, and the transistors T21-T26 of an inverter circuit 32.

[0031] Thus, since a capacitor 38 can be charged by DC power supply 40 or DC power supply 40 can be conversely charged by the capacitor 38, the electrical potential difference  $V_c$  between terminals of a capacitor 38 is controllable by the power output unit 20 of an example to a desired value. If the potential difference is produced between the terminals of a capacitor 38, since it will be in the condition that the DC power supply by the capacitor 38 were connected to the positive-electrode bus-bar 34 and the negative-electrode bus-bar 36 of inverter circuits 30 and 32 and the electrical potential difference  $V_c$  between terminals of a capacitor 38 will act as inverter input voltage  $V_i$ , drive control of the 2Y motor 22 can be carried out by carrying out switching control of the transistors T11-T16 of inverter circuits 30 and 32, and T21-T26. At this time While being able to set up freely the potentials  $V_{u1}$ ,  $V_{v1}$ , and  $V_{w1}$  of each phase of the three-phase alternating current impressed to the three phase coil 24 within the limits of the inverter input voltage  $V_i$  by the switching control of the transistors T11-T16 of an inverter circuit 30 Since the potentials  $V_{u2}$ ,  $V_{v2}$ , and  $V_{w2}$  of each phase of the three-phase alternating current impressed to the three phase coil 26 can also be freely set up within the limits of the inverter input voltage  $V_i$  by the switching control of the transistors T21-T26 of an inverter circuit 32 The potential  $V_{01}$  of the neutral point of the three phase coil 24 of the 2Y motor 22 and the potential  $V_{02}$  of the neutral point of the three phase coil 26 can be operated freely. A wave-like ( drawing 5 (b) ) example of the wave ( drawing 5 (a) ) of the potentials  $V_{u1}$ ,  $V_{v1}$ , and  $V_{w1}$  of each phase of the three phase coil 24 when operating it so that the difference of the potential  $V_{01}$  of the neutral point of the three phase coil 24 and the potential  $V_{02}$  of the neutral point of the three phase coil 26 may serve as the electrical potential difference  $V_b$  of DC power supply 40 at drawing 5 , and the potentials  $V_{u2}$ ,  $V_{v2}$ , and  $V_{w2}$  of each phase of the three phase coil 26 is shown.  $\alpha$  is the phase contrast

based on the coil gap angle mentioned above among drawing, and  $V_x$  is the median ( $V_i/2$ ) of the inverter input voltage  $V_i$ . Therefore, it is operated so that the potential difference  $V_{012}$  during the neutral point of the three phase coils 24 and 26 of the 2Y motor 22 may become lower than the electrical potential difference  $V_b$  of DC power supply 40, and it can be operated so that the potential difference  $V_{012}$  during the neutral point of the three phase coils 24 and 26 may become higher than the electrical potential difference  $V_b$  of DC power supply 40 conversely, and a capacitor 38 can be charged or DC power supply 40 can be charged. The charging current of a capacitor 38 and the charging current of DC power supply 40 are controllable by going up and down the potential difference  $V_{012}$  during the neutral point of the three phase coils 24 and 26.

[0032] Next, drive control of the power output unit 20 of an example is explained. Drawing 6 is the block diagram showing the drive control performed with the electronic control unit 50 of the power output unit 20 of an example as control block. The current transducer M1 which carries out three phase two phase conversion of current sensors 61-63 and the motor line currents  $I_{u1}$ ,  $I_{v1}$ ,  $I_{w1}$ ,  $I_{u2}$ ,  $I_{v2}$ , and  $I_{w2}$  detected by 64-66 using the angle of rotation  $\theta$  of the rotator of the 2Y motor 22 detected by the angle-of-rotation sensor 68 so that it may illustrate, The subtractor M2 which calculates the deflection  $\Delta I_d$  and  $\Delta I_q$  with the currents  $I_d$  and  $I_q$  in which three phase two phase conversion was carried out by the current transducer M1 from current command value  $I_d^*$  inputted as one of the command values about the drive of the 2Y motor 22, and  $I_q^*$ , The PI control section M3 which calculates the control input for motor current adjustment using PI gain to deflection  $\Delta I_d$  and  $\Delta I_q$ , The speed-electromotive-force prediction operation part M5 which calculates the forecast of speed electromotive force based on the rotational speed calculated by the rotational-speed operation part M4 using the angle of rotation  $\theta$  of the rotator of the 2Y motor 22 detected by the angle-of-rotation sensor 68, The adder M6 which adds the forecast of the speed electromotive force calculated by this speed-electromotive-force prediction operation part M5, and the control input for motor current adjustment calculated in the PI control section M3, and calculates the electrical-potential-difference control inputs  $V_d$  and  $V_q$ , The two phase three phase transducer M7 which carries out two phase three phase conversion of the electrical-potential-difference control inputs  $V_d$  and  $V_q$  using the angle of rotation  $\theta$  of a rotator, The subtractor M8 which calculates deflection  $\Delta V_c$  of capacitor electrical-potential-difference command value  $V_c^*$  inputted as one of the command values about the drive of the 2Y motor 22, and the electrical potential difference  $V_c$  between terminals of the capacitor 38 detected by the voltage sensor 70, The PI control section M9 which calculates the cell current control input for capacitor voltage adjustment using PI gain to deflection  $\Delta V_c$ , The rotational speed calculated by the rotational-speed operation part M4, and the cell current prediction operation part M10 which calculates the forecast of a cell current based on current command value  $I_d^*$  and  $I_q^*$ , The adder subtractor M11 which subtracts the cell current  $I_b$  detected by the current sensor 67 from this added thing while adding the forecast of the cell current calculated by this cell current prediction operation part M10, and the cell current control input calculated by the PI control section M9, The PI control section M12 which sets up the potential difference  $V_{012}$  during the neutral point of the three phase coils 24 and 26 for using PI gain for an output from an adder subtractor M11, and adjusting a cell current, It has the adder M13 which adds the potential difference  $V_{012}$  during this neutral point, and each phase potentials  $V_{u1}$ ,  $V_{v1}$ ,  $V_{w1}$ ,  $V_{u2}$ ,  $V_{v2}$ , and  $V_{w2}$  obtained by the two phase three phase transducer M7, and acquires a modulating signal, and the PWM operation part M14 which calculates an PWM signal for a modulating signal using a subcarrier. In addition, control block indicated the block over the three phase coil 24, and the block over the three phase coil 26 as the same block. The two phase three phase transducer M7 and the current transducer M14 are the same as that of the usual motor control except for the point respectively processed with the phase contrast which is equivalent to the coil gap angle  $\alpha$  to the point and the three phase coil 24 adding the potential difference  $V_{012}$  during the neutral point, and the three phase coil 26 from the current transducer M1. By adding the potential difference  $V_{012}$  during the neutral point calculated by the PI control section M12 from a subtractor M8 to each phase potentials  $V_{u1}$ ,  $V_{v1}$ ,  $V_{w1}$ ,  $V_{u2}$ ,  $V_{v2}$ , and  $V_{w2}$  obtained by the two phase three phase transducer M7, and calculating an PWM signal It can consider as the wave offset from Median  $V_x$  so that the three-phase alternating current impressed to the three phase coils 24 and 26 so that a current may be passed to DC power supply 40 and the electrical potential difference  $V_c$  of the capacitor 38 as inverter input voltage  $V_i$  may be held at command value  $V_c^*$  might be illustrated to drawing 5.

[0033] Here, if the phase angle by the side of the three phase coil 26 to the three phase coil 24 side of the subcarrier used by the PWM operation part M14 is changed, a motor line current ripple will change. An example of the simulation result ( drawing 7 (b) ) of the current ripple at the time of 180 degrees is shown for the simulation result ( drawing 7 (a) ) and subcarrier phase angle of a current ripple when making a subcarrier phase angle into 0 times at drawing 7 on the conditions which set 100V and the coil gap angle

alpha current command value  $I_d^*$  30 degrees, and set [ the frequency / the electrical potential difference  $V_c$  of 100Hz and a capacitor 38 ]  $I_q^*$  to 0A for the electrical potential difference  $V_b$  of 400V and DC power supply 40 respectively. As for a current ripple, the direction which made the subcarrier phase angle 0 times becomes small so that it may illustrate.

[0034] According to the power output unit 20 of an example explained above, while connecting DC power supply 40 during the neutral point of the three phase coils 24 and 26 of the 2Y motor 22, the electrical potential difference  $V_c$  between terminals of the capacitor 38 as inverter input voltage  $V_i$  is freely controllable by adjusting the potential difference  $V_{012}$  during the neutral point of the three phase coils 24 and 26. Therefore, since the inverter input voltage  $V_i$  can be freely adjusted based on the drive condition of the 2Y motor 22, as compared with the case where it is fixed to the case where the inverter input voltage  $V_i$  is restricted within the limits of predetermined, or the predetermined electrical potential difference, the 2Y motor 22 can be driven efficiently. And since the electrical potential difference  $V_b$  of DC power supply 40 can be chosen freely, the degree of freedom of the design to DC power supply 40 can be enlarged remarkable.

[0035] Although drive control of the 2Y motor 22 which has the three phase coil 24 and the three phase coil 26 shall be carried out in the power output unit 20 of an example, as shown in power output unit 20B of the modification of drawing 8, it is good also as what carries out drive control of 1st motor 22A which has three phase coil 24B, and the 2nd motor 22B which has three phase coil 26B. In this case, what is necessary is to form the angle-of-rotation sensors 68A and 68B which detect angle-of-rotation  $\theta_{aa}$  of each rotator, and  $\theta_{ab}$  in 1st motor 22A and 2nd motor 22B, to control the three-phase alternating current impressed to 1st motor 22A by the inverter circuit 30 based on angle-of-rotation  $\theta_{aa}$  from angle-of-rotation sensor 68A, and just to control the three-phase alternating current impressed to 2nd motor 22B by the inverter circuit 32 based on angle-of-rotation  $\theta_{ab}$  from angle-of-rotation sensor 68B. By such control, drive control of 1st motor 22A and the 2nd motor 22B can be completely carried out independently. In addition, in power output unit 20B of this modification, it will have two output shafts, the revolving shaft of 1st motor 22A, and the revolving shaft of 2nd motor 22B.

[0036] In power output unit 20B of the power output unit 20 of an example, or a modification, although a capacitor 38 shall be connected to the positive-electrode bus-bar 34 and the negative-electrode bus-bar 36, it is good also as what replaces with a capacitor 38 and connects DC power supply.

[0037] Although a capacitor 38 shall be connected to the positive-electrode bus-bar 34 and the negative-electrode bus-bar 36 in the power output unit 20 of an example, while connecting capacitor 38calcium at the positive-electrode bus-bar 34 and the neutral point of the three phase coil 24 so that it may illustrate to power output unit 20C of the modification of drawing 9, it is good also as what connects capacitor 38Cb to the neutral point and the negative-electrode bus-bar 36 of the three phase coil 26. If it carries out like this, pressure-proofing of capacitor 38calcium and 38Cb can be made low. moreover, while connecting capacitor 38Da at the positive-electrode bus-bar 34 and the neutral point of the three phase coil 24 so that it may illustrate to power output unit 20D of the modification of drawing 10, shall connect capacitor 38Db to the neutral point and the negative-electrode bus-bar 36 of the three phase coil 24, or While connecting capacitor 38Ea at the positive-electrode bus-bar 34 and the neutral point of the three phase coil 26 so that it may illustrate to power output unit 20E of the modification of drawing 11, it is good also as what connects capacitor 38Eb to the neutral point and the negative-electrode bus-bar 36 of the three phase coil 26. It is good also as what may form a potential difference sensor in the positive-electrode bus-bar 34 and the negative-electrode bus-bar 36, may detect the potential difference between both bus-bars in the power output units 20C, 20D, and 20E of these modifications, and detects the potential difference of each capacitor.

[0038] Although DC power supply 40 shall be connected in the power output unit 20 of an example during the neutral point of two three phase coils 24 and 26 in which an electric power supply is carried out by two inverter circuits 30 and 32 So that it may illustrate to power output unit 20F of the modification of drawing 12 three or more inverter circuits 30a, 30b, and 30c -- three or more three phase coils 24a, 24b, and 24c in which an electric power supply is carried out by ... between each neutral point of ... DC power supplies 40a, 40b, and 40c -- it is good also as what is connected to a serial by ...

[0039] Although DC power supply 40 shall be connected during the two neutral points of the three phase coils 24 and 26 in the power output unit 20 of an example, it is good also as what is not restricted to a three phase but connects DC power supply during the neutral point of a polyphase current coil.

[0040] Although the power output unit 20 of an example explained as a power output unit equipped with a double winding motor, if the input voltage of an inverter circuit is controlled to adjustable, of course, it is

applicable also to the equipment which does not output power.

[0041] "the capacitor armature-voltage control in 2YDC" -- as mentioned above, with this operation gestalt, DC power supply have been arranged during the two neutral points of a polyphase coil, and the capacitor electrical potential difference which is the power source of two inverters was controlled by controlling switching of the inverter which controls the electric power supply to two polyphase coils.

[0042] Here, if the interior of an inverter is omitted and 2YDC system of this operation gestalt is rewritten, it can express like drawing 13 .

[0043] That is, the end of Capacitor C is connected to the power source (for example, ground) of a fixed electrical potential difference. And the both ends of this capacitor C are connected to the inverter INV1 and the inverter INV2, respectively. That is, the output of Capacitor C is inputted into inverters INV1 and INV2 as a power source.

[0044] An inverter INV1 has the outputs U1, V1, and W1 of a three phase circuit, and the coil of the three phase circuit of U, V, and W of the motor coil M1 is connected here, respectively. Moreover, an inverter INV2 has the outputs U2, V2, and W2 of a three phase circuit, and the coil of the three phase circuit of U, V, and W of the motor coil M2 is connected here, respectively.

[0045] Here, although the motor coils M1 and M2 are shown separately, it is the coil of one motor, and it is arranged so that only predetermined include angles may differ on a motor in the usual case, and the current of the phase from which only the predetermined include angle differs is supplied. By this, both currents supplied to both the motor coils M1 and M2 function as a motorised current.

[0046] Common connection of each phase motor coil of the motor coils M1 and M2 is made in the neutral point, and the neutral points of the motor coils M1 and M2 are connected through Dc-battery B. In this example, the positive electrode of Dc-battery B is connected at the neutral point of the motor coil M1, and the negative electrode of Dc-battery B is connected at the neutral point of the motor coil M2.

[0047] In addition, although illustration was omitted, inverters INV1 and INV2 have three arms which consist of series connection of two switching transistors arranged between the 1st power source p and the 2nd power source m (the 1st power source p grounds in the example of illustration), respectively, and the middle point of these arms is connected to each phase end winding.

[0048] Therefore, by controlling turning on and off of the switching transistor in inverters INV [ INV1 and ] 2, a desired current can be supplied to the motor coils M1 and M2 from Capacitor C, and these can be driven. Furthermore, currents other than the phase current for motorised [ which goes in and out from the neutral point in the motor coils M1 and M2 ] (zero phase current) are controlled by distinguishing between the die length of the "on" period of the top transistor in inverters INV1 and INV2, and the "on" period of a bottom transistor.

[0049] Here, with this operation gestalt, inverters INV1 and INV2 drive by using the both-ends electrical potential difference (output voltage)  $V_c$  of one capacitor C as a power source. And the both-ends electrical potential difference (output voltage) E of Dc-battery B is not changed fundamentally. Then, the middle point potential of the motor coils M1 and M2 can be set as arbitration by controlling the zero phase current, maintaining the difference only for an electrical potential difference of Dc-battery B.

[0050] As shown in drawing 13 , the electrical potential difference of the 1st power source p the electrical potential difference of \*\*\*\* and the 2nd power source m In addition,  $V_m$ , The output current of Capacitor C  $i_c$  and the both-ends electrical potential difference of Capacitor C  $V_c (=|V_m - ****|)$ , For the current from the 1st power source p of an inverter INV1,  $i_{p1}$  and the current from the 2nd power source m of an inverter INV1 are [  $i_{p2}$  and the current from the 2nd power source m of an inverter INV2 of  $i_{m1}$  and the current from the 1st power source p of an inverter INV2 ]  $i_{m2}$ . Moreover, they are [ coil / M1 / motor ] the u phase current  $i_{u2}$ , the v phase current  $i_{v2}$ , the w phase current  $i_{w2}$ , u \*\*\*\* electrical potential difference  $V_{u2}$ , v \*\*\*\* electrical potential difference  $V_{v2}$ , and w \*\*\*\* electrical potential difference  $V_{w2}$  about the u phase current  $i_{u1}$ , the v phase current  $i_{v1}$ , the w phase current  $i_{w1}$ , u \*\*\*\* electrical potential difference  $V_{u1}$ , v \*\*\*\* electrical potential difference  $V_{v1}$ , w \*\*\*\* electrical potential difference  $V_{w1}$ , and the motor coil M2. For the neutral point electrical potential difference of the motor coil M1, the neutral point electrical potential differences of  $V_{z1}$  and the motor coil M2 are [ E and the zero phase current of  $V_{z2}$  and a dc-battery B electrical potential difference ]  $i_e(s)$ .

[0051] In this system, especially the relation of the neutral point potentials  $V_{z1}$  and  $V_{z2}$  of the motor coils M1 and M2 and the supply voltage  $V_c$  of inverters INV1 and INV2, i.e., the output voltage of Capacitor C, becomes settled in the ratio of the "on" period of the top transistor in inverters INV1 and INV2, and a bottom transistor, and the potential difference during the two neutral points of the motor coils M1 and M2 is the dc-battery B electrical potential difference E ( $=|V_{z1} - V_{z2}|$ ). Therefore, the both-ends electrical potential

difference of Capacitor C will be determined by the ratio (percent modulation) of the "on" period of the top transistor of inverters INV1 and INV2, and a bottom transistor.

[0052] Moreover, inverters INV1 and INV2 control the neutral point potentials Vz1 and Vz2 of the motor coils M1 and M2 by carrying out PWM control of the internal switching transistor. Here, the ratio (percent modulation) of the "on" period of a top transistor and a bottom transistor "on" period is the rate of the amplitude of an electrical-potential-difference command value to a round term of the subcarrier which is a triangular wave, as shown in drawing 14 (a) and 14 (b). That is, if an electrical-potential-difference command value is made high, the period when a triangular wave exceeds a command value so much will decrease. And the ratio (namely, percent modulation) of the "on" period of a vertical transistor is determined by making into the "on" period of the top transistor of each phase, and the "off" period of a bottom transistor the period when a triangular wave exceeds a command value. The percent modulation d1 of an inverter INV1 is shown in drawing 14 (a), and the percent modulation d2 of an inverter INV2 is shown in drawing 14 (b).

[0053] Thus, neutral point potential is determined by percent modulation and the ratio of this neutral point potential and a capacitor electrical potential difference is determined by percent modulation. Furthermore, the potential difference of two neutral point potentials is the electrical potential difference E of Dc-battery B. Therefore, the following relation between the capacitor electrical potential differences Vc is with percent modulation.

$$[0054] V_c = E / (d_1 - d_2)$$

Then, the capacitor electrical potential difference Vc can be determined by controlling the percent modulation of both the inverters INV1 and INV2.

[0055] In addition, in the above-mentioned example, the switching transistor was turned on and off as the dish for the dead time to the subcarrier period Ts of an inverter. namely, -- the case of 50% of duty ratio -- a vertical transistor -- 50% -- it was made to carry out period ON. However, in order to abolish the penetration current in a switching period completely, the DETTO time Td which turns off a vertical transistor both is formed in many cases. In this case, an above-mentioned formula is rewritten as follows and applied.

$$[0056] V_c = E / \{ (d_1 - T_d / T_s) - (d_2 + T_d / T_s) \}$$

Thus, when preparing a DETTO time, the capacitor electrical potential difference Vc can be determined by controlling percent modulation d1 and d2.

[0057] Furthermore, the modification of further others is shown in drawing 15. In this example, it has three, M1, M2, and M3, as a motor coil. And between the neutral points of the motor coils M1 and M2 is connected with a dc-battery B1, and between the neutral points of the motor coils M2 and M3 is connected by dc-battery B-2. Moreover, the output of an inverter INV1 is connected to the motor coil M1, the output of an inverter INV2 is connected to the motor coil M2, and the output of an inverter INV3 is connected to the motor coil M3. And the both ends of Capacitor C are connected to the input of inverters INV1, INV2, and INV3.

[0058] such a system -- setting -- the output voltage of Capacitor C -- when percent modulation of d2 and an inverter INV3 is set [ the output voltage of Vc and a dc-battery B1 / the output voltage of E1 and dc-battery B-2 / the percent modulation of E2 and an inverter INV1 ] to d3 for the percent modulation of d1 and an inverter INV2, there is the following relation to these.

[0059]

$$V_c = E_1 / (d_1 - d_2) = E_2 / (d_2 - d_3)$$

Therefore, the desired capacitor electrical potential difference Vc can be obtained by controlling percent modulation d1, d2, and d3, as this formula is satisfied. Moreover, the charge between a dc-battery B1 and B-2 can be conveyed by changing the value of  $E_1 / (d_1 - d_2)$  and  $E_2 / (d_2 - d_3)$ .

[0060] In addition, although carried out to three of the motor coils M1, M2, and M3, control same also as four or more can be performed. Moreover, two or more motor coils may constitute one motor, or may constitute two or more motors.

[0061] "Control of amplitude maximum", next control of the current amplitude maximum in this system are explained. This is attained by changing distribution of the current to two motor coils M1 and M2.

[0062] Before explaining the example of control concerning "effectiveness of operation gestalt" operation gestalt, simulation shows the relation between a motor output and the phase current, and the current reduction effectiveness of this invention is shown.

[0063] The following procedures performed this simulation. First, the phase current iu1 of one phase (here u phase) is divided into the average (dc component) idc in one revolution, and the other component (alternating current component) iac. Furthermore, about the alternating current component iac, the function

$g(\theta)$  standardized with the amplitude  $I_{ac}$  is introduced.

[0064] Namely, [Equation 1]

$$i_{u1} = i_{ac} + i_{dc} \quad (1)$$

$$i_{dc} = \int_0^{2\pi} i_{u1} d\theta \quad (2)$$

$$i_{ac} = i_{u1} - i_{dc} \quad (3)$$

$$I_{ac} = \max_{\theta}(i_{ac}) - \min_{\theta}(i_{ac}) \quad (4)$$

$$g(\theta) = i_{ac}/I_{ac} \quad (5)$$

It carries out.

[0065] It continues and an electrical potential difference  $V_w$  is defined from the relation between the cell voltage  $E$  of this system, and the capacitor electrical potential difference  $V_c$ . This is because the electrical potential difference on which the amplitude  $I_{ac}$  of the phase current subtracted cell voltage  $E$  from the capacitor electrical potential difference  $V_c$  becomes maximum. Moreover, it is assumed that the electrical potential difference  $v_v$  impressed to each coil at coincidence changes by the above-mentioned current  $i_{ac}$  and fixed phase contrast (power-factor  $\cos\phi$ ).

[0066] Namely, [Equation 2]  $V_w = V_c - E$  (6)

$v_v = V_w g(\theta + \phi)$  (7)

It carries out.

[0067] Moreover, since six coils have the relation with the work which each coil considers as the motor output  $W_o$ , it can arrange like a degree type.

[0068]

[Equation 3]

$$W_o = 6 \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (i_{ac} + i_{dc}) v_v d\theta \quad (8)$$

$$= 6 \left( \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{ac} v_v d\theta + \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{dc} v_v d\theta \right) \quad (9)$$

$$= 6 \left( \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{ac} V_w g(\theta + \phi) d\theta + 0 \right) \quad (10)$$

$$= 6 \frac{1}{2\pi} I_{ac} V_w \int_0^{2\pi} g(\theta) g(\theta + \phi) d\theta \quad (11)$$

$$I_{ac} = \frac{2\pi}{6} \frac{W_o}{V_w \int_0^{2\pi} g(\theta) g(\theta + \phi) d\theta} \quad (12)$$

Moreover, it can be approximated with  $W_o = i_e E$  under the condition that a motor output has fully small loss.

A degree type is obtained from the relation of this.

[0069]

[Equation 4]  $i_e = W_o/E$  (13)

As mentioned above, the current which flows each phase coil uses  $I_{ac}$  and  $i_e$  which are calculated by the formula (12) and (13), and is searched for by the degree type. However, the amount of [ of  $i_e$  ] ripple is not taking into consideration.

[0070]

[Equation 5]

$$i_{\max} = \max_{\theta}(I_{ac} + i_e/3) \quad (14)$$

Next, the conditions used for analysis are shown. Cell voltage  $E=42V$  or  $105V$ , capacitor electrical-potential-difference  $V_c=210V$  (rate  $V_c/E$  of pressure up = 5 or 2), and power-factor  $\cos\theta=0.8$  show the difference arising from the energization approach of the maximum of the magnitude of the alternating current amplitude to the motor output  $W_o$ .

[0071] This result is shown in drawing 16 - drawing 18. These drawings show the difference in the phase current maximum by the difference in the rate of a pressure up, phase current maximum ( $i_{\max}$ ) and a continuous line show phase current maximum, and the broken line shows [ the axis of abscissa / the motor output and the axis of ordinate ] the dc component of the phase current maximums ( $i_e/3$ ).

[0072] The phase current maximum at the time of energization of the former [ drawing 16 ] and drawing 17

show the phase current maximum at the time of the maximum control energization by 0 phase ripple non-permissive conditions, and drawing 18 shows the phase current maximum at the time of the maximum control energization approach (4.2.2 knots) in 0 phase ripple permissive conditions.

[0073] These drawings show the following things.

[0074] - In any case, the magnitude of the phase current has the large ratio of the dc component which changes with the rates of a pressure up a lot, and the one where the rate of a pressure up is higher occupies at the phase current.

[0075] - The depressor effect of the magnitude of the phase current by the difference in the electrization can be checked again.

[0076] -  $W_o=40kW$  and a pressure-up ratio -- when 5 times compare the maximum (an alternating current component, dc component) of phase voltage, in the conventional energization of drawing 16, it is [ at maximum 477A (159,317A) and drawing 17 ] 402A (85,317A) in 454A (136,317A) and drawing 18.

[0077] The conventional energization approach of the 2YDC(s) good transformation inverter shown in "explanation of conventional energization approach which is to base of this invention" drawing 16 is explained. The phase currents  $i_{u1}$ ,  $i_{v1}$ ,  $i_{w1}$ ,  $i_{u2}$ ,  $i_{v2}$ , and  $i_{w2}$  usually passed have  $i_e$  and the alternating current amplitude expressed with  $A$  and the Rota rotational frequency by the 2YDC(s) good transformation inverter shown in drawing 13, and an angle of rotation is expressed with  $\omega$ ,  $\theta$  ( $\theta=\omega t$ ), then a degree type in the zero phase current, respectively.

[0078]

[Equation 6]

$$i_{u1r} = A \sin(\theta) + i_e/3 \quad (15)$$

$$i_{v1r} = A \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) + i_e/3 \quad (16)$$

$$i_{w1r} = A \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) + i_e/3 \quad (17)$$

$$i_{u2r} = A \sin(\theta) - i_e/3 \quad (18)$$

$$i_{v2r} = A \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) - i_e/3 \quad (19)$$

$$i_{w2r} = A \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) - i_e/3 \quad (20)$$

Here, when  $A=1(A)$   $i_e=3(A)$ , formula (15) - (20) has the relation of drawing 19. however, drawing 19 --  $i_{u1}$  and  $i_{u2}$  from an upper case -- the 4th step and the last stage have shown [ the 1st step and the d shaft currents  $i_{d1}$  and  $i_{d2}$  after the sum of the current of  $i_{u1}$  and  $i_{u2}$  carries out / each current / dq shaft conversion of the 2nd step and the phase current / the 3rd step and the q shaft currents  $i_{q1}$  and  $i_{q2}$  ] 1 (part for plane 1)/3 of the zero phase current  $i_e$ .

[0079] Here, if reluctance torque is not considered, they are the current component (in this case, since the magnet location is not put into analysis,  $i_{u1}+i_{u2}$  can say it also as the current component which contributes to motor torque) which  $i_{q1}+i_{q2}$  contributes to motor torque, and the current on which  $i_e$  flows between a cell and a capacitor. And the maximum of the magnitude of the phase current at this time is 2.00 (A). The conditions of the current for generating motor driving torque among the relation of drawing 19 and the current between a cell and a capacitor can be written by the formula (21).

[0080]

[Equation 7]

$$\begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{u1r} \\ i_{v1r} \\ i_{w1r} \\ i_{u2r} \\ i_{v2r} \\ i_{w2r} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 2A \sin(\theta) \\ 2A \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ 2A \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ i_e \\ i_e \\ -i_e \end{pmatrix} \quad (21)$$

Furthermore, by introducing a formula (22) and (23), also as follows, a formula (21) is written and can return. In addition, in a formula (24),  $i_d$  and  $i_q$  are the current components expressed with dq shaft, and become constant here.

[0081]

[Equation 8]

$$U = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \quad (22)$$

$$T(\theta) = \begin{pmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{pmatrix} \quad (23)$$

$$\begin{pmatrix} T(\theta) & \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix} \\ \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} 0 \\ \sqrt{3} \\ 0 \end{pmatrix} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} T(\theta) & \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix} \\ \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} 0 \\ \sqrt{3} \end{pmatrix} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U & \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \\ \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} & U \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{u1r} \\ i_{v1r} \\ i_{w1r} \\ i_{u2r} \\ i_{v2r} \\ i_{w2r} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \\ i_e \\ -i_e \end{pmatrix} \quad (24)$$

When phase contrast is between the coils of a motor, the current to energize (when the coil location of a certain star and the coil location of other stars have shifted at the include angle  $\xi$ ) is rewritten like formula (25) - (30), and a formula (24) turns into a formula (31).

[0082]

[Equation 9]

$$i_{u1r} = A \sin(\theta) + i_e/3 \quad (25)$$

$$i_{v1r} = A \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) + i_e/3 \quad (26)$$

$$i_{w1r} = A \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) + i_e/3 \quad (27)$$

$$i_{u2r} = A \sin(\theta + \xi) - i_e/3 \quad (28)$$

$$i_{v2r} = A \sin(\theta + \xi - \frac{2\pi}{3}) - i_e/3 \quad (29)$$

$$i_{w2r} = A \sin(\theta + \xi - \frac{4\pi}{3}) - i_e/3 \quad (30)$$

$$\begin{pmatrix} T(\theta) & \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix} \\ \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} 0 \\ \sqrt{3} \\ 0 \end{pmatrix} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} T(\theta + \xi) & \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix} \\ \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} 0 \\ \sqrt{3} \end{pmatrix} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U & \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \\ \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} & U \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{u1r} \\ i_{v1r} \\ i_{w1r} \\ i_{u2r} \\ i_{v2r} \\ i_{w2r} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \\ i_e \\ -i_e \end{pmatrix} \quad (31)$$

When  $A=1(A)$   $i_e=3(A)$  and  $\xi=30$  degrees, formula (25) - (30) has the relation of drawing 20. Thus, also when the phase contrast of a coil is taken into consideration, it turns out that there is the same relation as drawing 19.

[0083] The maximum of the phase current is controlled with the operation gestalt of "explanation of 2YDC (s) good transformation inverter of operation gestalt" drawing 17, without permitting generating of the ripple in the zero phase current.

[0084] That is, with this operation gestalt, maximum amplitude is controlled in the 2YDC(s) good transformation inverter of drawing 13 by adding a predetermined function to the phase currents  $i_{u1}$ ,  $i_{v1}$ , and  $i_{w1}$ . And the maximum amplitude of a current is controlled by subtracting the added function from the phase currents  $i_{u2}$ ,  $i_{v2}$ , and  $i_{w2}$ , without fluctuating the output torque of a motor. Moreover, the ripple of the zero phase current is not permitted with this operation gestalt.

[0085] In order to decrease the current amplitude, without changing the magnitude of a motor output torque

and the zero phase current, the phase currents  $i_{u1}$ ,  $i_{v1}$ ,  $i_{w1}$ ,  $i_{u2}$ ,  $i_{v2}$ , and  $i_{w2}$  need to satisfy the relation of a formula (21). That is, it is necessary to satisfy a degree type (32). The sum of the current of the phase to which each star corresponds is a sine wave, and this formula means that it is equal to that into which total of the current of each phase in each star changed the sign of the value of the zero phase current, or the value of the zero phase current.

[0086]

[Equation 10]

$$\begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{u1} \\ i_{v1} \\ i_{w1} \\ i_{u2} \\ i_{v2} \\ i_{w2} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 2A \sin(\theta) \\ 2A \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ 2A \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ i_e \\ i_e \\ -i_e \end{pmatrix} \quad (32)$$

The rank of the matrix of the left part of a formula (32) is 4 here, two free parameters  $f_u(\theta)$  and  $f_v(\theta)$  can be introduced, and it can rewrite to the following sufficient condition so that a formula (32) may be satisfied.

[0087]

[Equation 11]

$$i_{u1} = A \sin(\theta) + i_e/3 + f_u(\theta) \quad (33)$$

$$i_{v1} = A \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) + i_e/3 + f_v(\theta) \quad (34)$$

$$i_{w1} = A \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) + i_e/3 + f_w(\theta) \quad (35)$$

$$i_{u2} = A \sin(\theta) - i_e/3 - f_u(\theta) \quad (36)$$

$$i_{v2} = A \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) - i_e/3 - f_v(\theta) \quad (37)$$

$$i_{w2} = A \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) - i_e/3 - f_w(\theta) \quad (38)$$

$$f_u(\theta) + f_v(\theta) + f_w(\theta) = 0 \quad (39)$$

$$\int_0^{2\pi} f_u(\theta) d\theta = 0 \quad (40)$$

$$\int_0^{2\pi} f_v(\theta) d\theta = 0 \quad (41)$$

$$\int_0^{2\pi} f_w(\theta) d\theta = 0 \quad (42)$$

Here,  $f_u(\theta)$ ,  $f_v(\theta)$ , and  $f_w(\theta)$  are the parameters (a degree of freedom is 2) which can be used for a design.

[0088] Therefore, the phase currents  $i_{u1}$ ,  $i_{v1}$ ,  $i_{w1}$ ,  $i_{u2}$ ,  $i_{v2}$ , and  $i_{w2}$  can be fluctuated by giving  $f_u(\theta)$ ,  $f_v(\theta)$ , and  $f_w(\theta)$  (a degree of freedom being 2) which fill formula (33) - (42), without fluctuating an output torque and the zero phase current. And the desired end can be attained by choosing  $f_u(\theta)$ ,  $f_v(\theta)$ , and  $f_w(\theta)$  so that the maximum amplitude of the phase currents  $i_{u1}$ ,  $i_{v1}$ ,  $i_{w1}$ ,  $i_{u2}$ ,  $i_{v2}$ , and  $i_{w2}$  may be decreased.

[0089] With the operation gestalt of drawing 18, conditions are eased, generating of the ripple in the zero phase current is permitted, and the maximum of the phase current is controlled. In this case, the conditions of a formula (39) can be removed. Therefore, the degree of freedom in the case of choosing  $f_u(\theta)$ ,  $f_v(\theta)$ , and  $f_w(\theta)$  spreads. And it becomes possible to make maximum of the phase current smaller.

[0090] Moreover, in above-mentioned explanation, it was premised on that there is no phase contrast between two motor coils M1 and M2. In fact, phase contrast is given and arranged between coils in many cases. In this case, the effect of having given phase contrast is eliminated by giving the phase contrast corresponding to a coil current.

[0091] In having phase contrast  $\xi$  between the coils of such each star, a formula (31) serves as conditions which change to a formula (21). That is, in order to decrease the current amplitude, without changing the magnitude of motor generating torque or the zero phase current, the phase currents  $i_{u1}$ ,  $i_{v1}$ ,  $i_{w1}$ ,  $i_{u2}$ ,  $i_{v2}$ , and  $i_{w2}$  need to satisfy a formula (43). This formula means that the sum of dq shaft current to which each

star corresponds is fixed, and it is equal to that into which total of the current of each phase in each star changed the sign of the value of the zero phase current, or the value of the zero phase current.

[0092]

[Equation 12]

$$\begin{pmatrix} T(\theta) & \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix} & T(\theta + \xi) & \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix} \\ \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} \sqrt{3} \\ 0 \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} 0 \\ \sqrt{3} \end{pmatrix} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U & \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \\ \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} & U \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{u1r} \\ i_{v1r} \\ i_{w1r} \\ i_{u2r} \\ i_{v2r} \\ i_{w2r} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \\ i_e \\ -i_c \end{pmatrix} \quad (43)$$

Here, the following results as well as [ as one of the solutions which fills a formula (43) ] the above-mentioned case are drawn.

[0093]

[Equation 13]

$$i_{u1} = A \sin(\theta) + i_e/3 + f_u(\theta) \quad (44)$$

$$i_{v1} = A \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) + i_e/3 + f_v(\theta) \quad (45)$$

$$i_{w1} = A \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) + i_e/3 + f_w(\theta) \quad (46)$$

$$i_{u2} = A \sin(\theta + \xi) - i_e/3 + h_u(\theta) \quad (47)$$

$$i_{v2} = A \sin(\theta + \xi - \frac{2\pi}{3}) - i_e/3 + h_v(\theta) \quad (48)$$

$$i_{w2} = A \sin(\theta + \xi - \frac{4\pi}{3}) - i_e/3 + h_w(\theta) \quad (49)$$

$$f_u(\theta) + f_v(\theta) + f_w(\theta) = 0 \quad (50)$$

$$h_u(\theta) + h_v(\theta) + h_w(\theta) = 0 \quad (51)$$

$$\int_0^{2\pi} f_u(\theta) d\theta = 0 \quad (52)$$

$$\int_0^{2\pi} f_v(\theta) d\theta = 0 \quad (53)$$

$$\int_0^{2\pi} f_w(\theta) d\theta = 0 \quad (54)$$

$$\int_0^{2\pi} h_u(\theta) d\theta = 0 \quad (55)$$

$$\int_0^{2\pi} h_v(\theta) d\theta = 0 \quad (56)$$

$$\int_0^{2\pi} h_w(\theta) d\theta = 0 \quad (57)$$

$$V \begin{pmatrix} f_u(\theta) \\ f_v(\theta) \\ f_w(\theta) \end{pmatrix} = -T(\xi) V \begin{pmatrix} h_u(\theta) \\ h_v(\theta) \\ h_w(\theta) \end{pmatrix} \quad (58)$$

$$V = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \quad (59)$$

Here,  $f_u(\theta)$ ,  $f_v(\theta)$ ,  $f_w(\theta)$ ,  $h_u(\theta)$ ,  $h_v(\theta)$ , and  $h_w(\theta)$  are the parameters which can be used for a design. Furthermore, the function of a formula (33) and (42) fills a formula (44) and (59) at the time of  $\xi = 0$  degree.

[0094] And the phase currents  $i_{u1}$ ,  $i_{v1}$ ,  $i_{w1}$ ,  $i_{u2}$ ,  $i_{v2}$ , and  $i_{w2}$  can be fluctuated by giving  $f_u(\theta)$ ,  $f_v(\theta)$ ,  $f_w(\theta)$ ,  $h_u(\theta)$ ,  $h_v(\theta)$ , and  $h_w(\theta)$  which fill formula (44) - (59), without fluctuating an

output torque and the zero phase current. Furthermore, the desired end can be attained by making  $f_u(\theta)$ ,  $f_v(\theta)$ ,  $f_w(\theta)$ ,  $h_u(\theta)$ ,  $h_v(\theta)$ , and  $h_w(\theta)$  into the form which can control the maximum of the phase currents  $i_{u1}$ ,  $i_{v1}$ ,  $i_{w1}$ ,  $i_{u2}$ ,  $i_{v2}$ , and  $i_{w2}$ .

[0095] Moreover, if conditions are eased and the zero phase current is allowed a ripple current, instead of the conditions of a formula (50) and (51),  $f_u+f_v+f_w+h_u+h_v+h_w=0$  will become conditions.

[0096] The energization approach of being satisfied with  $\xi=0$  degree of phase contrast between "example when not allowing the zero phase current ripple" coils of above-mentioned conditions is acquired by setting up  $f_u(\theta)$ ,  $f_v(\theta)$ , and  $f_w(\theta)$  like formula (60) - (62). In addition,  $g_1$  of a formula is the constant put in in order to fulfill the conditions of formula (40) - (42), and is  $g_1=0.867$  in this case.

[0097]

[Equation 14]

$$f_u(\theta) = \begin{cases} -0.5A (\sin(\theta + \frac{2\pi}{6}) - g_1) & (0 \leq \theta \leq \frac{2\pi}{6}) \\ A (\sin(\theta) - g_1) & (\frac{2\pi}{6} \leq \theta \leq 2\frac{2\pi}{6}) \\ -0.5A (\sin(\theta - \frac{2\pi}{6}) - g_1) & (2\frac{2\pi}{6} \leq \theta \leq 3\frac{2\pi}{6}) \\ -0.5A (\sin(\theta - 2\frac{2\pi}{6}) - g_1) & (3\frac{2\pi}{6} \leq \theta \leq 4\frac{2\pi}{6}) \\ A (\sin(\theta - 3\frac{2\pi}{6}) - g_1) & (4\frac{2\pi}{6} \leq \theta \leq 5\frac{2\pi}{6}) \\ -0.5A (\sin(\theta - 4\frac{2\pi}{6}) - g_1) & (5\frac{2\pi}{6} \leq \theta \leq 6\frac{2\pi}{6}) \end{cases} \quad (60)$$

$$f_v(\theta) = \begin{cases} A (\sin(\theta + \frac{2\pi}{6}) - g_1) & (0 \leq \theta \leq \frac{2\pi}{6}) \\ -0.5A (\sin(\theta) - g_1) & (\frac{2\pi}{6} \leq \theta \leq 2\frac{2\pi}{6}) \\ -0.5A (\sin(\theta - \frac{2\pi}{6}) - g_1) & (2\frac{2\pi}{6} \leq \theta \leq 3\frac{2\pi}{6}) \\ A (\sin(\theta - 2\frac{2\pi}{6}) - g_1) & (3\frac{2\pi}{6} \leq \theta \leq 4\frac{2\pi}{6}) \\ -0.5A (\sin(\theta - 3\frac{2\pi}{6}) - g_1) & (4\frac{2\pi}{6} \leq \theta \leq 5\frac{2\pi}{6}) \\ -0.5A (\sin(\theta - 4\frac{2\pi}{6}) - g_1) & (5\frac{2\pi}{6} \leq \theta \leq 6\frac{2\pi}{6}) \end{cases} \quad (61)$$

$$f_w(\theta) = \begin{cases} -0.5A (\sin(\theta + \frac{2\pi}{6}) - g_1) & (0 \leq \theta \leq \frac{2\pi}{6}) \\ -0.5A (\sin(\theta) - g_1) & (\frac{2\pi}{6} \leq \theta \leq 2\frac{2\pi}{6}) \\ A (\sin(\theta - \frac{2\pi}{6}) - g_1) & (2\frac{2\pi}{6} \leq \theta \leq 3\frac{2\pi}{6}) \\ -0.5A (\sin(\theta - 2\frac{2\pi}{6}) - g_1) & (3\frac{2\pi}{6} \leq \theta \leq 4\frac{2\pi}{6}) \\ -0.5A (\sin(\theta - 3\frac{2\pi}{6}) - g_1) & (4\frac{2\pi}{6} \leq \theta \leq 5\frac{2\pi}{6}) \\ A (\sin(\theta - 4\frac{2\pi}{6}) - g_1) & (5\frac{2\pi}{6} \leq \theta \leq 6\frac{2\pi}{6}) \end{cases} \quad (62)$$

The wave of  $f_u(\theta)$  is shown in drawing 21 and drawing 22 about the case of  $A=1(A)$  ie= $3(A)$  as compared with  $i_{u1}$ . The thing and drawing 22 by which drawing 21 set the scale of the axis of ordinate of drawing of  $f_u(\theta)$  and drawing of  $i_{u1}$  are expanded in order to make the wave of  $f_u(\theta)$  legible. The wave of  $f_u(\theta)$  starts the peak part of a sine wave by width of face 60 degrees, can be located in a line in it in order by the side of forward side negative side forward, and is the wave which set up the magnitude of a negative side the twice by the side of forward from drawing. That is, it is the wave which controls the place of the maximum peak of  $i_{u1}$  most.

[0098] Therefore, by adding  $f_u(\theta)$ ,  $f_v(\theta)$ , and  $f_w(\theta)$  of such a form to a sign curve, about the phase current, maximum current can be controlled and there is no change of an output torque based on this. Furthermore, the conditions of not generating the zero phase current are also filled with this example.

[0099] Furthermore, the result of having used the conditions of formula (60) - (62) is shown in drawing 23. Drawing shows the following things.

[0100] - The zero phase current zero phase current is ie= $3(A)$ , and a ripple component is not contained.

[0101] - The current ( $i_{u1}+i_{u2}$ ) which generates torque motor torque is equivalent to drawing 19, and has generated the torque as an intention.

[0102] - The maximum of the magnitude of the magnitude phase current of the phase current is 1.866 (A). The component according [ the component according / the items of magnitude / to an alternating current ] to 0.866A and a direct current is 1A.

[0103] Thus, the maximum of the phase current can be controlled, without affecting the zero phase current and a motor output torque by using  $f_u(\theta)$ ,  $f_v(\theta)$ , and  $f_w(\theta)$  which are shown in formula (60) - (62).

[0104] Moreover,  $\xi=0$  degree shows the case where the alternating current amplitude is modulated by the 3 times as many higher harmonic as this, as other examples when not allowing the zero phase current a ripple.

[0105] That is, the wave of  $f_u(\theta)$  is shown in drawing 24 about the case of  $A=1(A)$  ie= $3(A)$  as compared with  $i_{u1}$ . This wave is the wave which is a sine wave with one 3 times the frequency of this, and modulated the alternating current wave amplitude from the first like a degree type.

[0106]

[Equation 15]

$$i_{u1} = (1 + \alpha \sin(3\theta))A \sin(\theta) + i_e/3 \quad (63)$$

$$i_{u2} = (1 - \alpha \sin(3\theta))A \sin(\theta) - i_e/3 \quad (64)$$

Furthermore, a formula (63) and (64) can be arranged as follows.

[0107]

[Equation 16]

$$i_{u1} = A \sin(\theta) + i_e/3 + \alpha \sin(3\theta)A \sin(\theta) \quad (65)$$

$$i_{u2} = A \sin(\theta) - i_e/3 - \alpha \sin(3\theta)A \sin(\theta) \quad (66)$$

Here, if it sets with  $f_u(\theta) = \alpha \sin(3\theta) A \sin(\theta)$ , the conditions of formula (33) - (42) will be satisfied. That is, the following results are obtained by setting it as  $f_u(\theta) = \alpha \sin(3\theta) A \sin(\theta)$ .  
[0108] Drawing 24 shows this  $f_u(\theta)$ . Furthermore, the result of having used this  $f_u(\theta)$  is shown in drawing 25. Drawing shows the following things.

[0109] - The average of the zero phase current zero phase current is  $i_e=3(A)$ . The magnitude is 3 times the amplitude of added  $f_u(\theta)$ .

[0110] - The current ( $i_{u1}+i_{u2}$ ) which generates torque motor torque is equivalent to drawing 19, and has generated the torque as an intention.

[0111] - The maximum of the magnitude of the magnitude phase current of the phase current is 1.872 (A).

The component according [ the component according / the items of magnitude / to an alternating current ] to 0.872A and a direct current is 1A.

[0112] Next, a result when 30 degrees of phase contrast shift to the coil location between each star ( $\xi=30$  degrees) is shown in drawing 26. This drawing shows the following things.

[0113] - The zero phase current zero phase current is  $i_e=3(A)$ , and a ripple component is not contained.

[0114] - The current ( $i_d$  and  $i_q$ ) which generates torque motor torque is equivalent to drawing 19, and has generated the torque as an intention.

[0115] - The maximum of the magnitude of the magnitude phase current of the phase current is 1.866 (A).

The component according [ the component according / the items of magnitude / to an alternating current ] to 0.866A and a direct current is 1A.

[0116] - the wave of the phase current -- the command value used here is a wave which changes steeply, in order to control the magnitude of a current. However, in being actual, it realizes by filtering this and removing a high frequency component. However, the depressor effect of a current worsens a little in that case.

[0117] It is "example in case of allowing the zero phase current ripple"  $\xi=0$  degree, and is the conditions which allow a zero phase current ripple, and one of the energization approaches which can control the magnitude of the phase current is passing  $f_u(\theta)$ ,  $f_v(\theta)$ , and  $f_w(\theta)$  like formula (67) - (69). In addition,  $g_2$  of a formula is the constant put in in order to fulfill the conditions of formula (40) - (42), and is  $g_2=-0.637$  in this case.

[0118]

[Equation 17]

$$f_u(\theta) = \begin{cases} -A \sin(\theta) - g_2 & (0 \leq \theta \leq \pi) \\ A \sin(\theta) - g_2 & (\pi \leq \theta \leq 2\pi) \end{cases} \quad (67)$$

$$f_v(\theta) = \begin{cases} A \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) - g_2 & (0 \leq \theta \leq \frac{2\pi}{6}) \\ -A \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) - g_2 & (\frac{2\pi}{6} \leq \theta \leq \frac{5\pi}{6}) \\ A \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) - g_2 & (\frac{5\pi}{6} \leq \theta \leq 2\pi) \end{cases} \quad (68)$$

$$f_w(\theta) = \begin{cases} -A \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) - g_2 & (0 \leq \theta \leq \frac{2\pi}{6}) \\ A \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) - g_2 & (\frac{2\pi}{6} \leq \theta \leq \frac{4\pi}{6}) \\ -A \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) - g_2 & (\frac{4\pi}{6} \leq \theta \leq 2\pi) \end{cases} \quad (69)$$

The wave of  $f_u(\theta)$  is shown in drawing 27 about the case of  $A=1(A)$  ie= $3(A)$  as compared with  $i_{u1}$ .

Furthermore, the result of having used the conditions of formula (67) - (69) is shown in drawing 28 .

Drawing shows the following things.

[0119] - Although the average of the zero phase current zero phase current is  $i_e=3(A)$ , a ripple component is contained and the magnitude is 0.46A.

[0120] - The current ( $i_{u1}+i_{u2}$ ) which generates torque motor torque is equivalent to drawing 19 , and has generated the torque as an intention.

[0121] - The maximum of the magnitude of the magnitude phase current of the phase current is 1.63 (A). The component according [ the component according / the items of magnitude / to an alternating current ] to 0.63A and a direct current is 1A.

[0122] Next, the case where a 6 times as many higher harmonic as this is added to the zero phase current as an example of the approach of others in the case of allowing a ripple at  $\alpha=0$  degree is shown. The wave of  $f_u(\theta)$  is shown in drawing 29 about the case of  $A=1(A)$   $i_e=3(A)$  as compared with  $i_{u1}$ . In addition, the value optimized so that the phase current might become min is used for the amplitude of a higher harmonic.

[0123] Furthermore, the result of having used this  $f_u(\theta)$  is shown in drawing 30 . Drawing shows the following things.

[0124] - As for the zero phase current zero phase current, a ripple component is contained, as for the average although it is  $i_e=3(A)$ . The magnitude is 3 times the amplitude of added  $f_u(\theta)$ .

[0125] - The current ( $i_{u1}+i_{u2}$ ) which generates torque motor torque is equivalent to drawing 19 , and has generated the torque as an intention.

[0126] - The maximum of the magnitude of the magnitude phase current of the phase current is 1.96 (A). The component according [ the component according / the items of magnitude / to an alternating current ] to 0.96A and a direct current is 1A.

[0127]

[Effect of the Invention] Low cost-ization of a system is realizable, maintaining equivalency ability, since the current capacity of a device can be lowered without according to this invention, being able to control the maximum current value of the phase current, without being accompanied by the change in torque, and spoiling the function as a motor, as explained above. By controlling a torque ripple, the function of a motor is made to sufficient thing.

[0128] Moreover, a high frequency component needs to be overlapped on current control at a current. For this reason, it is necessary to control a current to a RF region. However, more effective control is attained by changing control at a rotational frequency.

[0129] That is, since the control frequency band from the first is low in order to perform amplitude maximum control in the low rotation region where a current value is large, control does not become extremely difficult even if it superimposes a higher harmonic. On the other hand, in a high rotation region, in order to use a conventional method, the control problem at the time of the above-mentioned RF superposition is not generated. Furthermore, in a middle turn field, suitable control can be performed by controlling the ripple of the zero phase current.

[0130] Current control is realizable with the change of such control, avoiding the problem on control by current control.

[0131] As mentioned above, although the gestalt of operation of this invention was explained using the example, as for this invention, it is needless to say that it can carry out with the gestalt which becomes various within limits which are not limited to such an example at all and do not deviate from the summary of this invention.

---

[Translation done.]

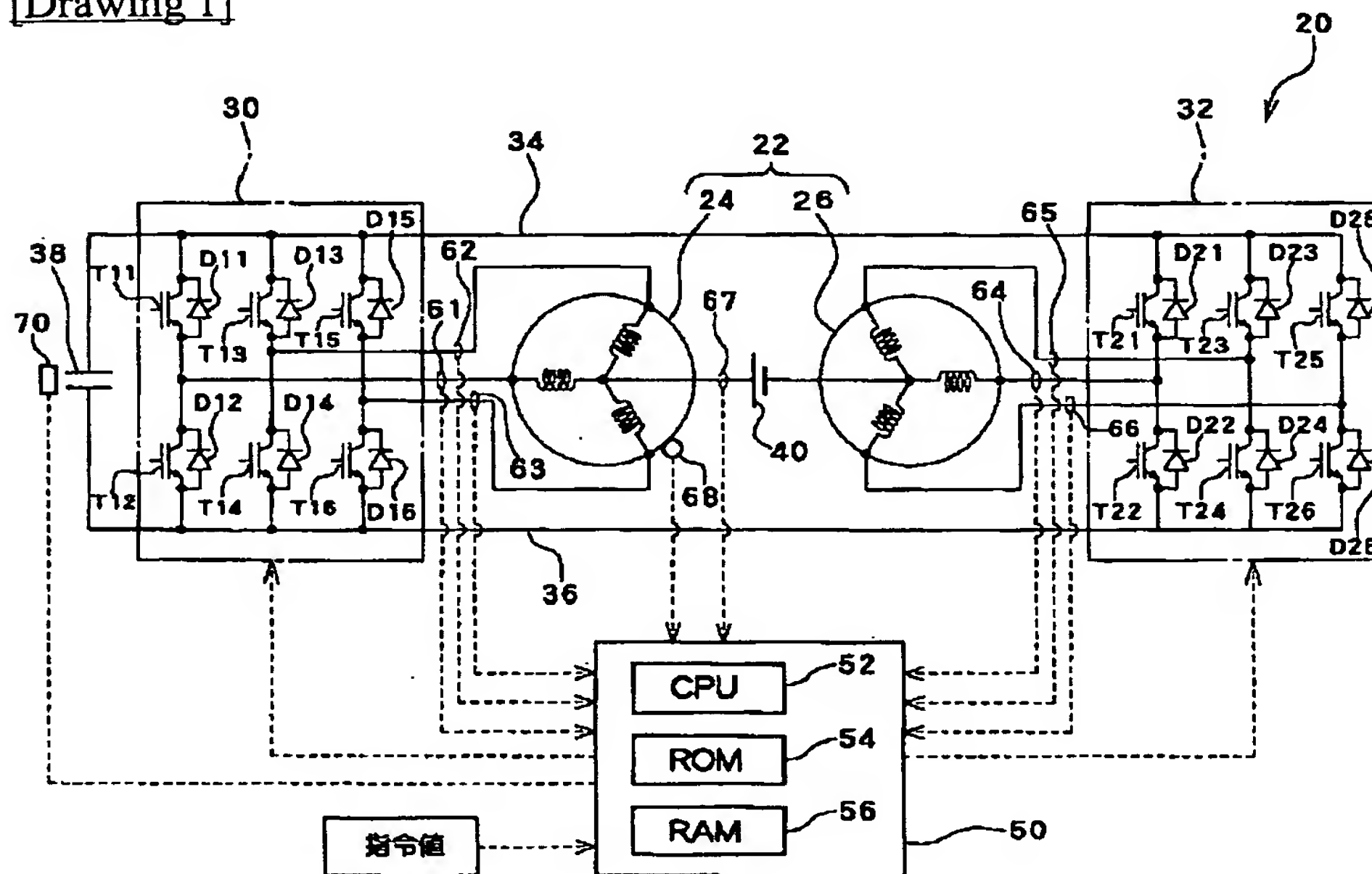
## \* NOTICES \*

JPO and NCIPi are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

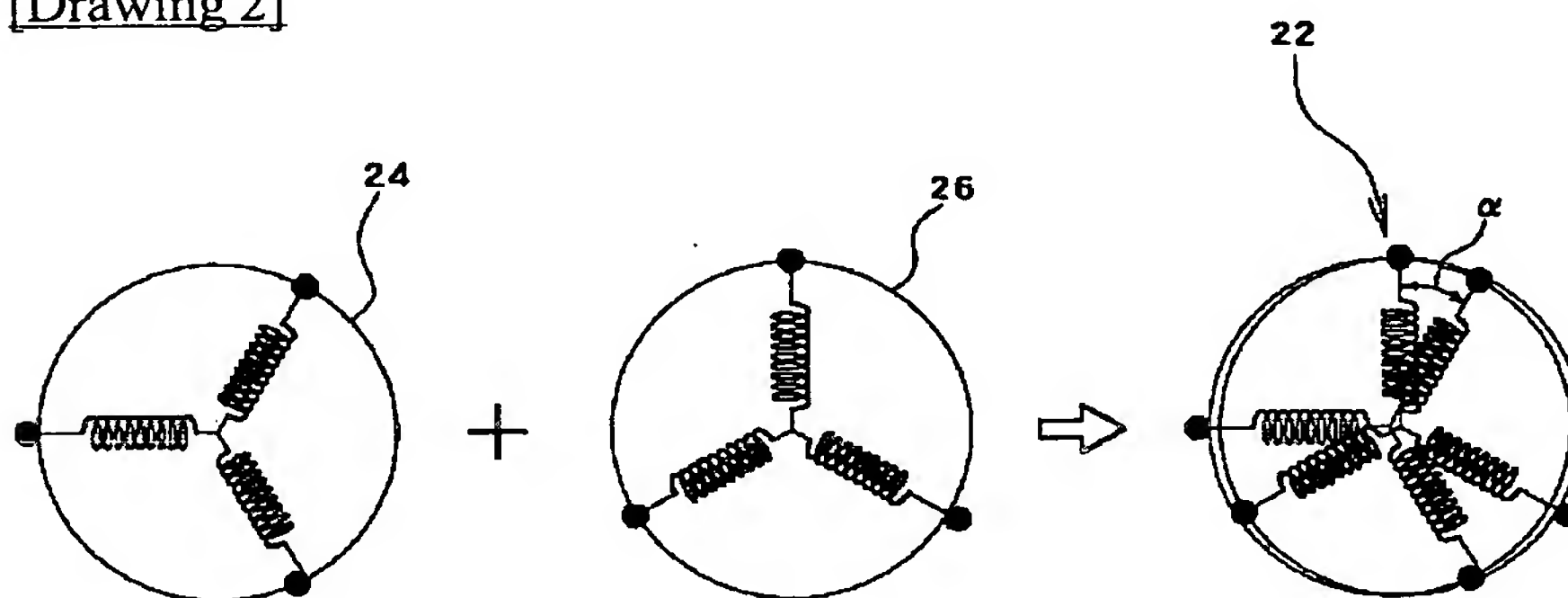
1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
2. \*\*\*\* shows the word which can not be translated.
3. In the drawings, any words are not translated.

## DRAWINGS

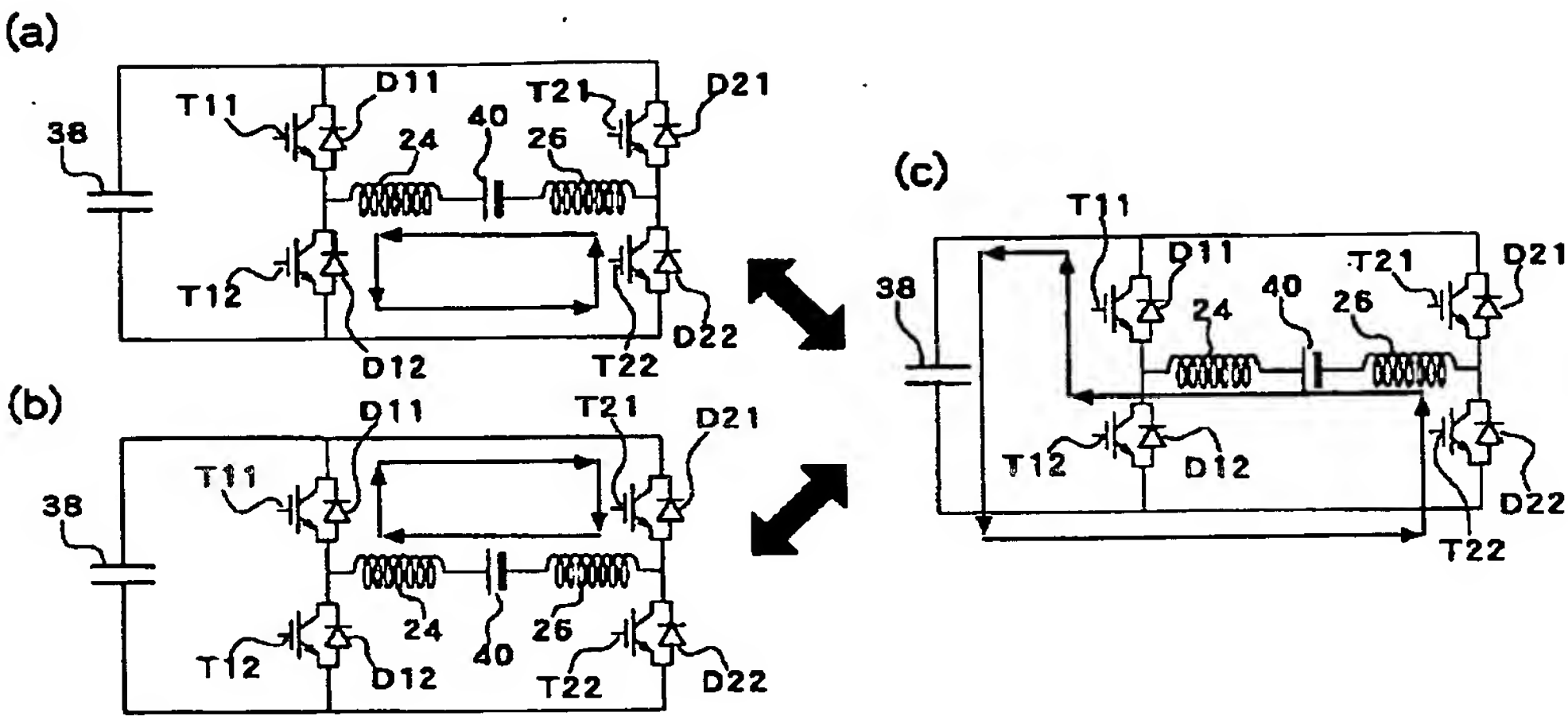
[Drawing 1]



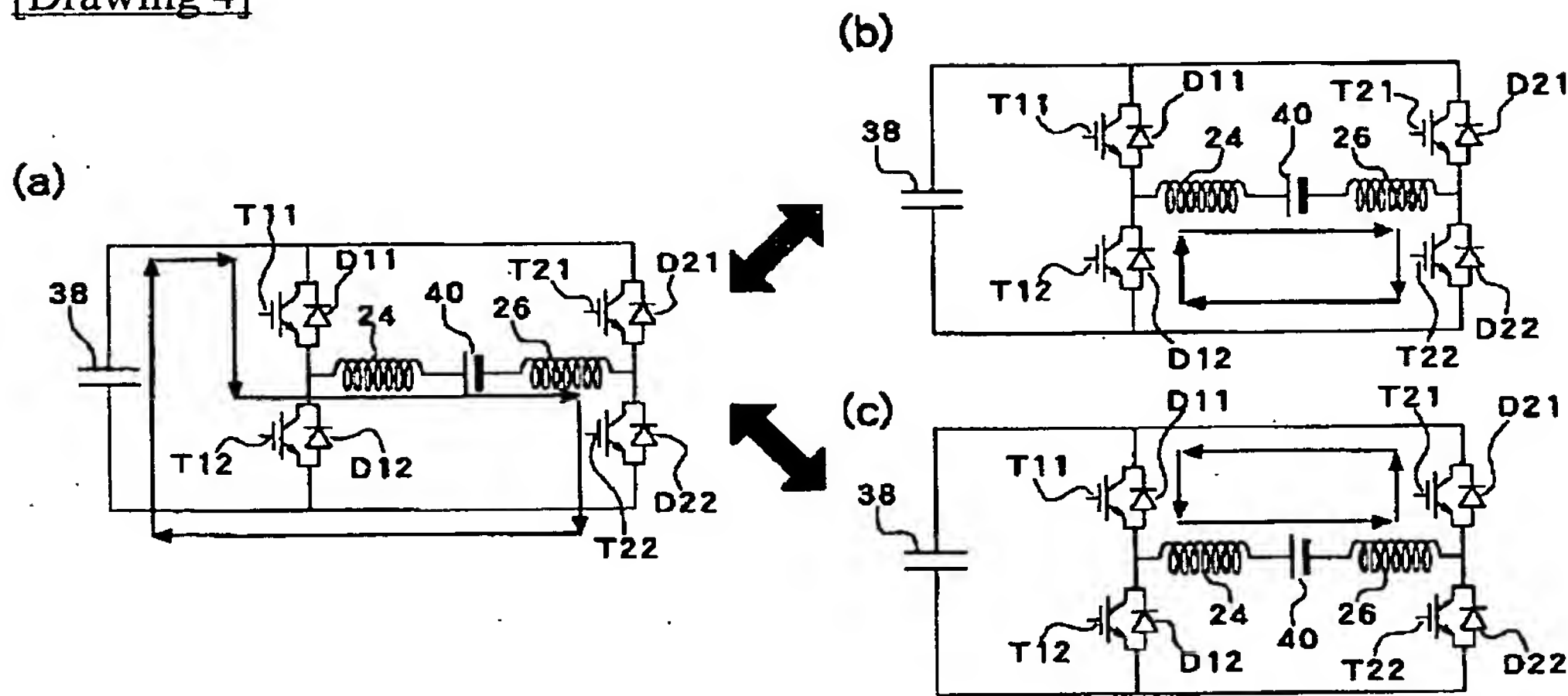
[Drawing 2]



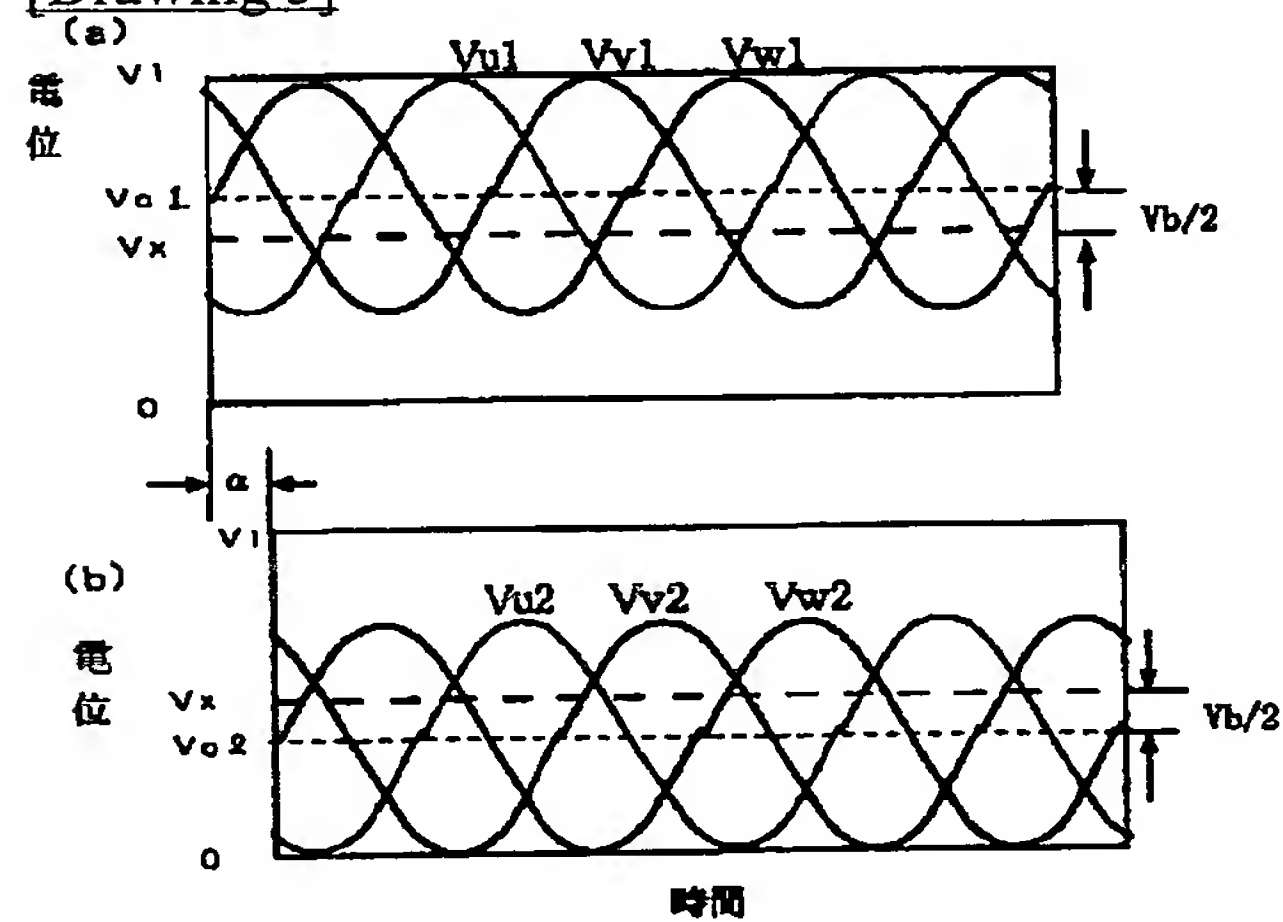
[Drawing 3]



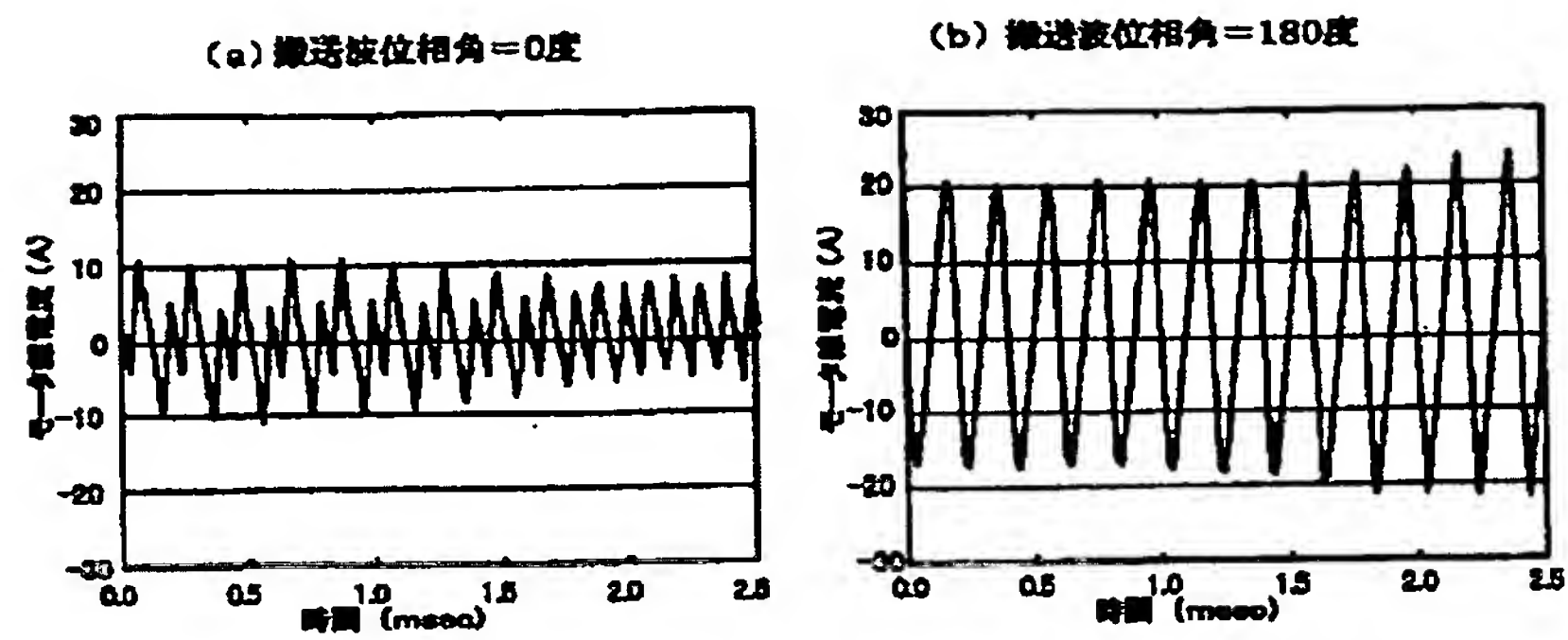
[Drawing 4]



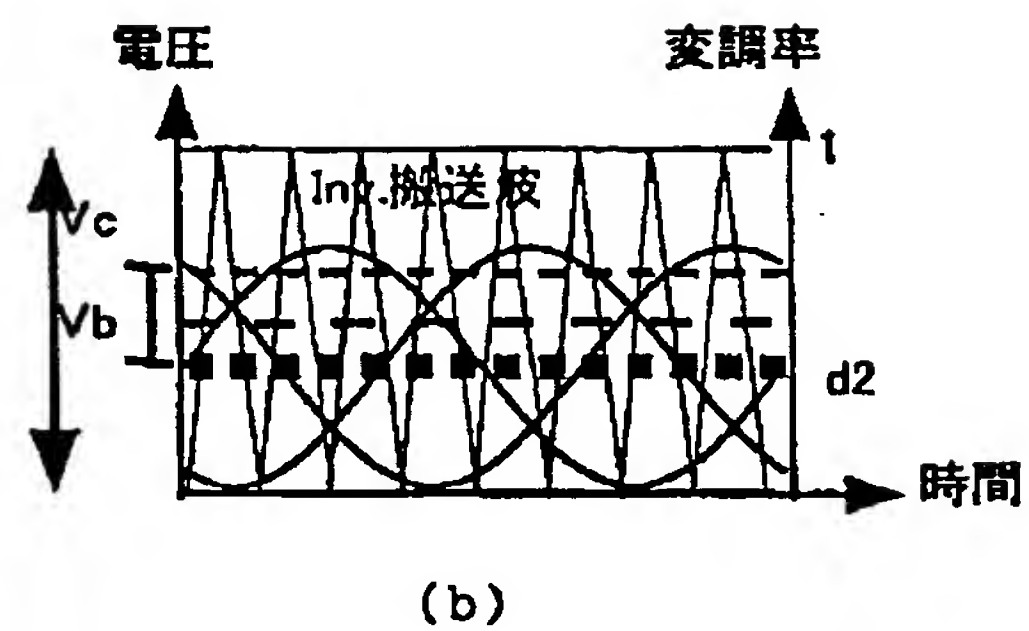
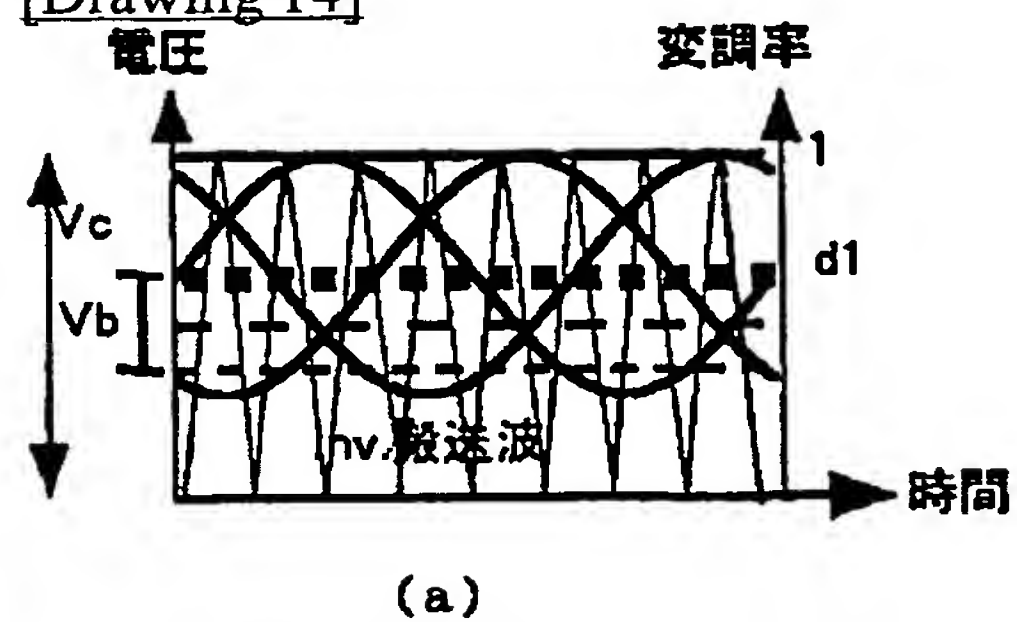
[Drawing 5]



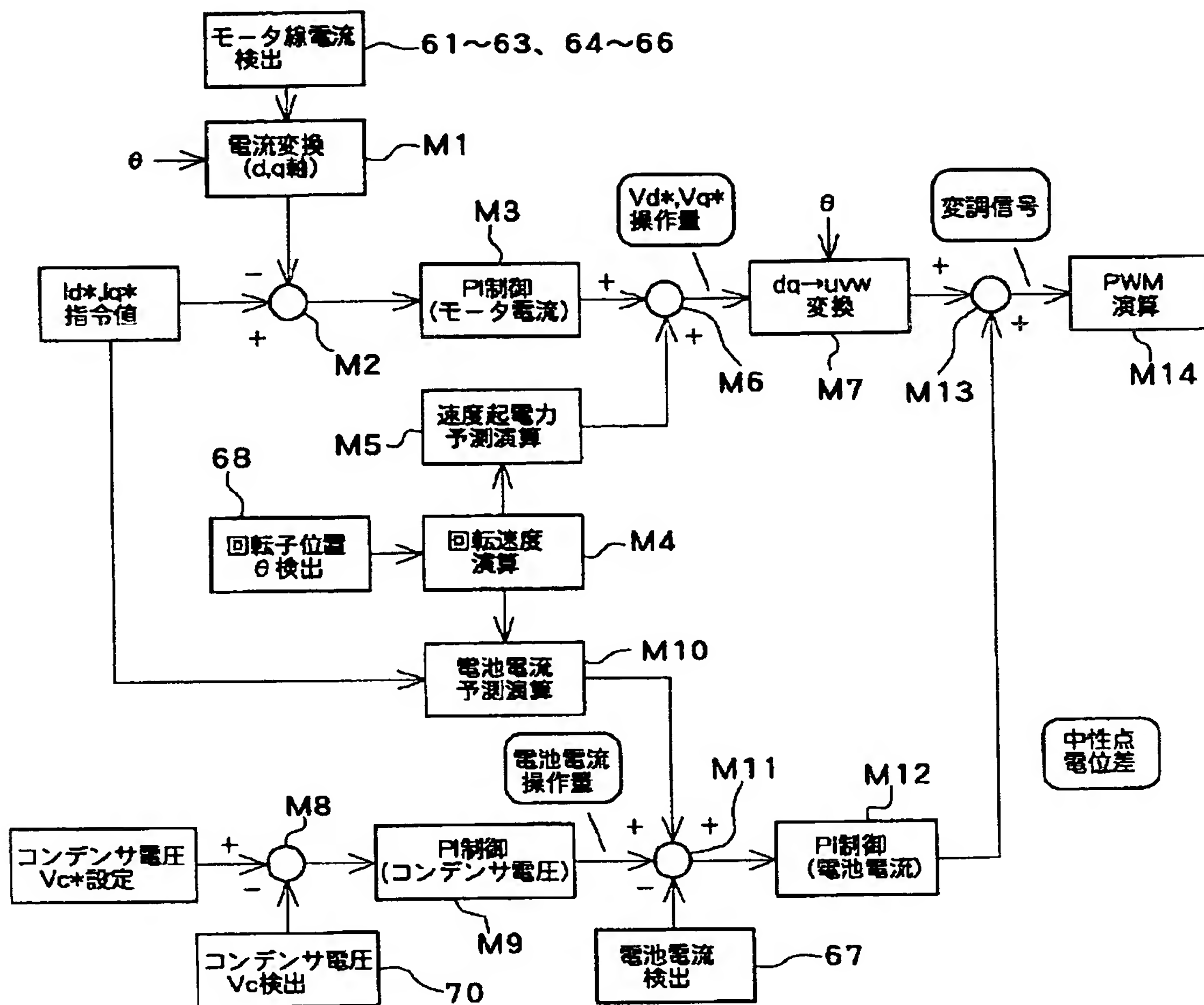
[Drawing 7]



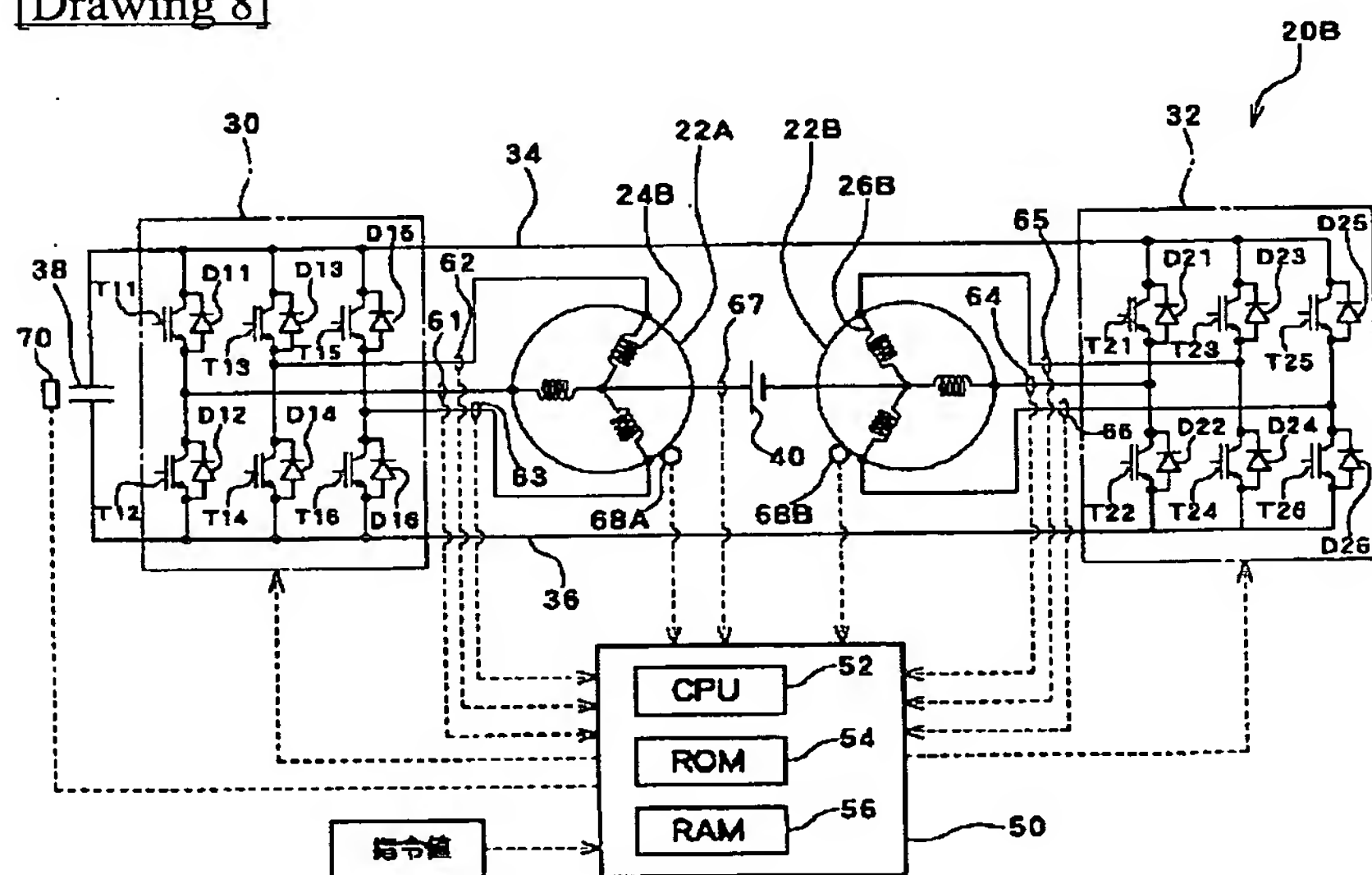
[Drawing 14]



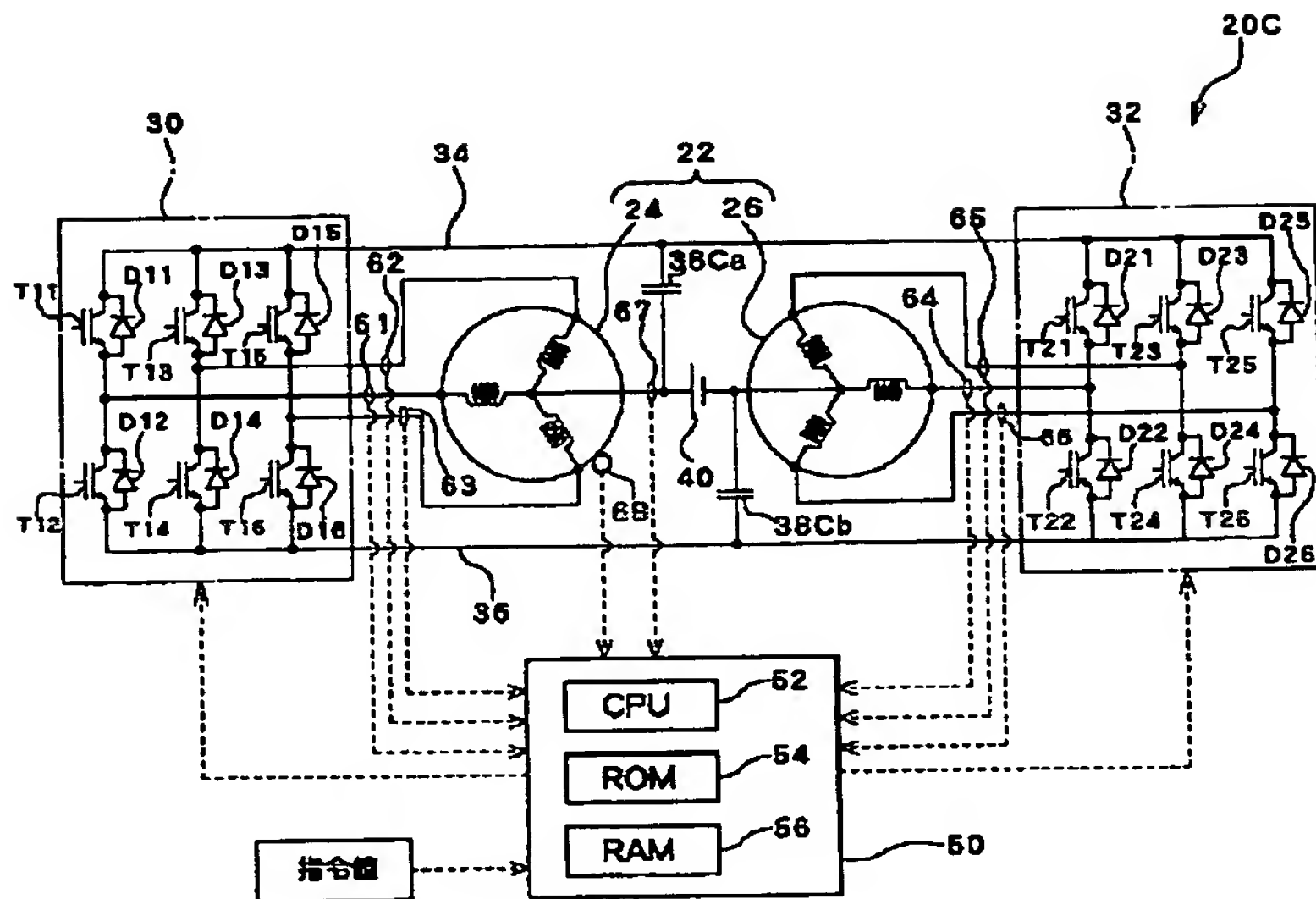
[Drawing 6]



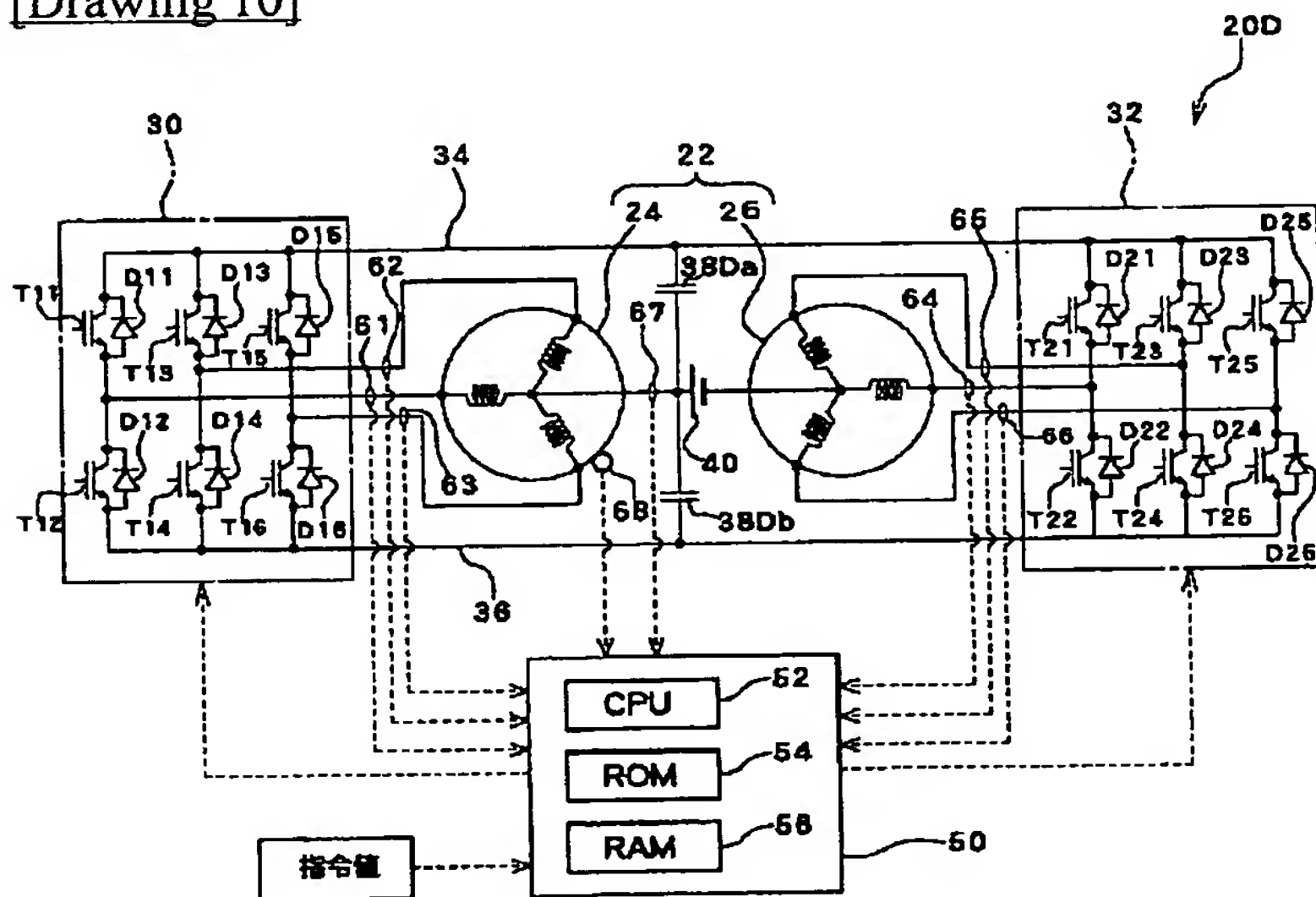
[Drawing 8]



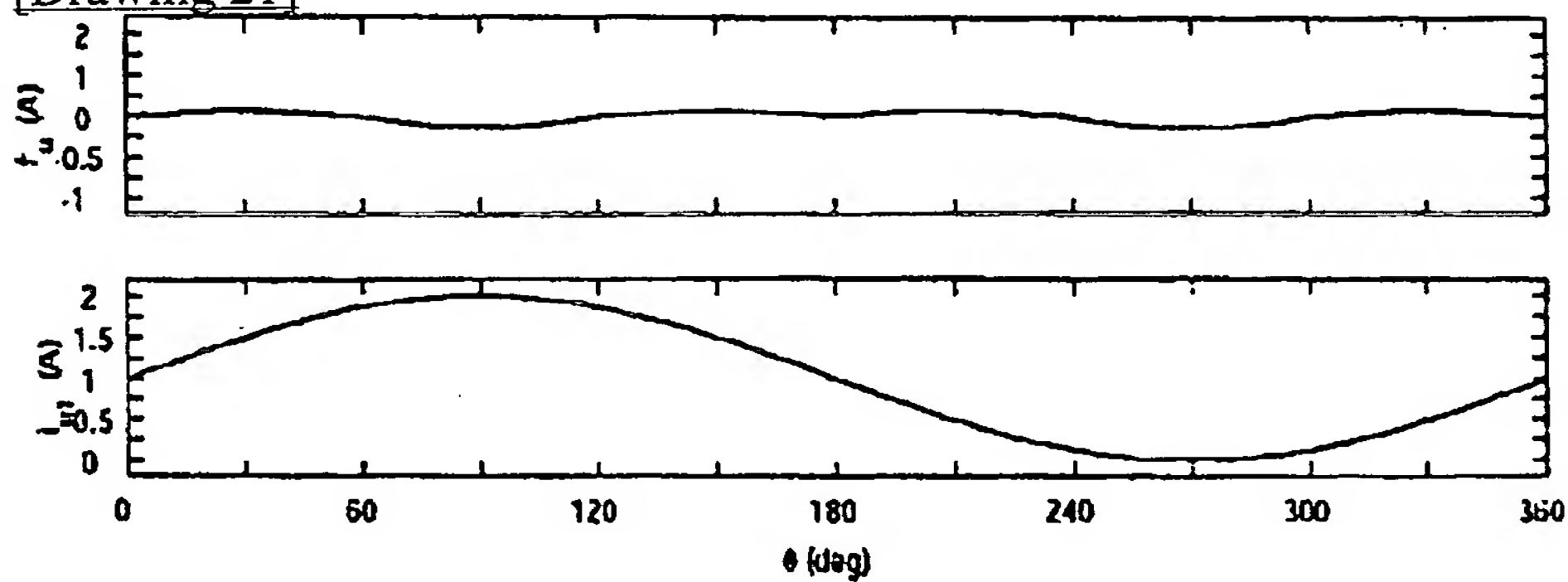
[Drawing 9]



[Drawing 10]

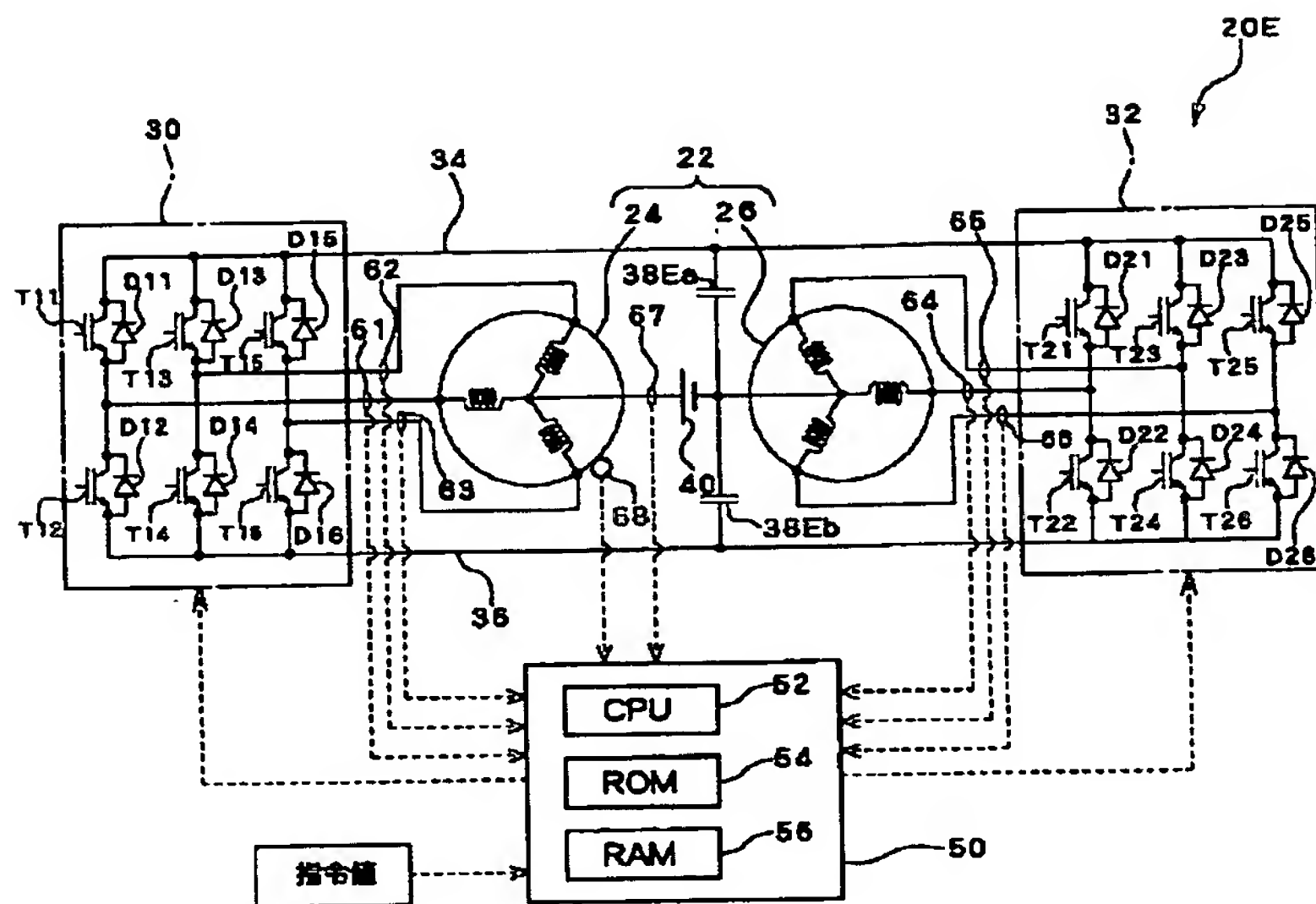


[Drawing 21]

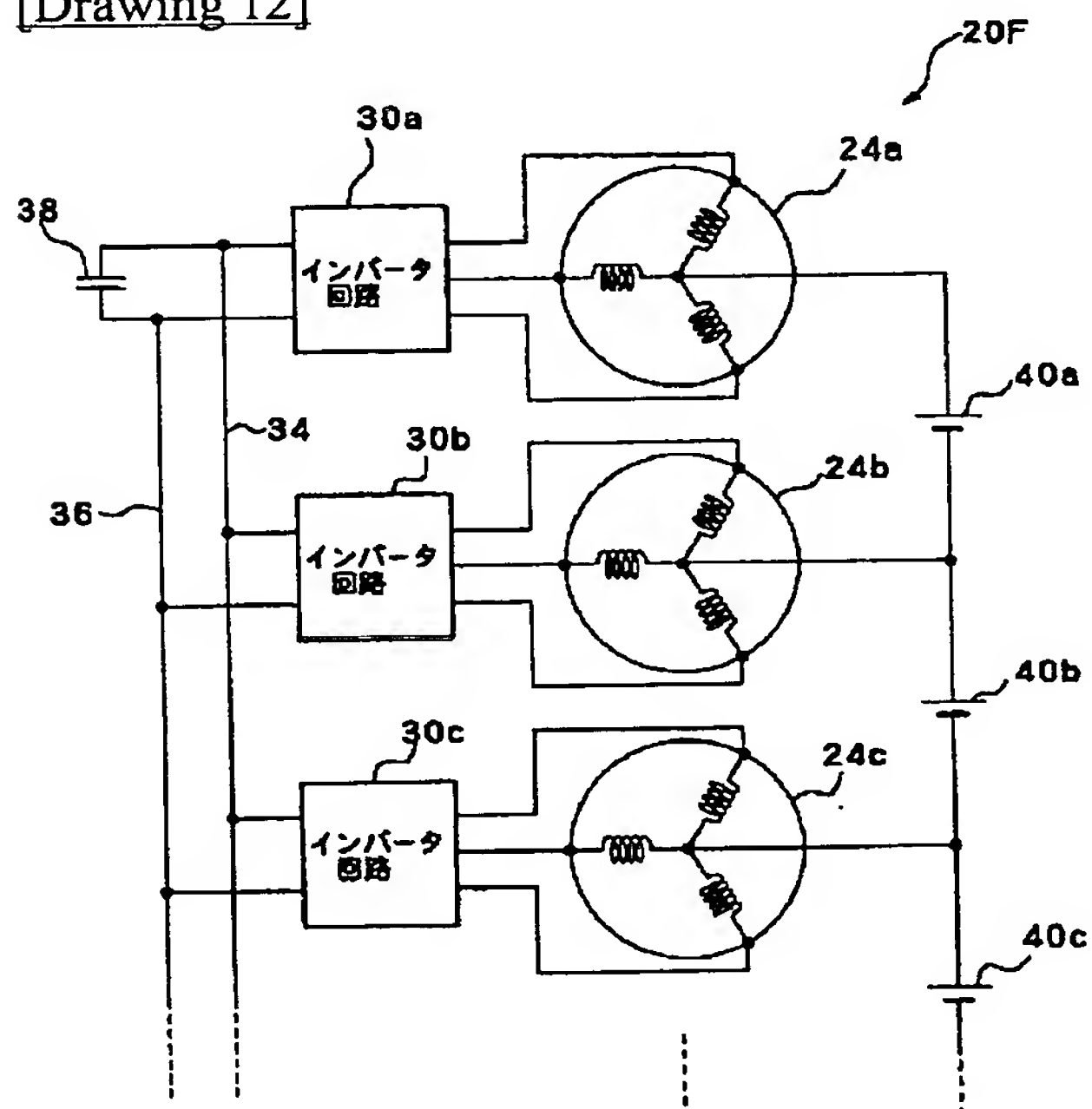


リップル電流を抑制する場合

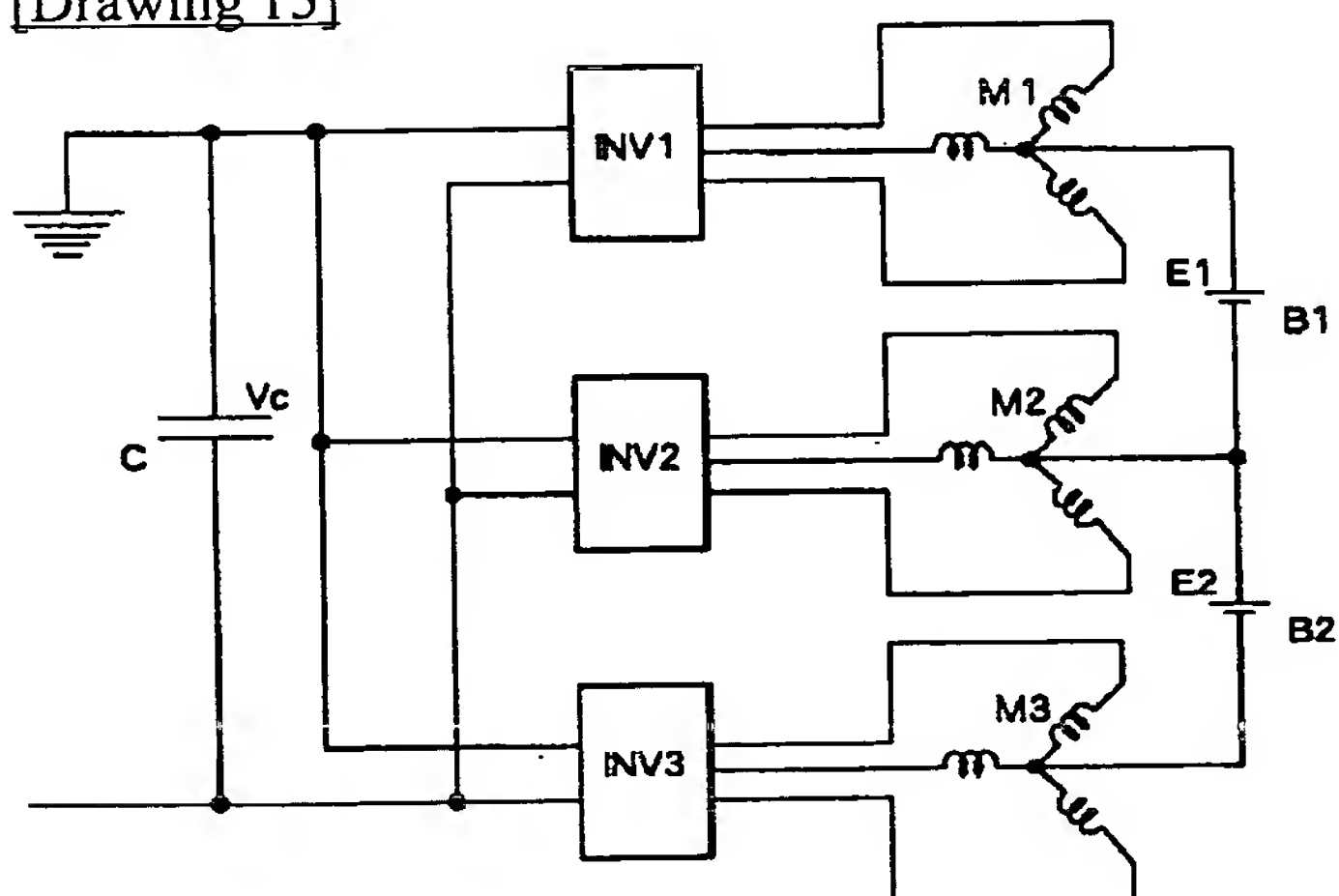
[Drawing 11]



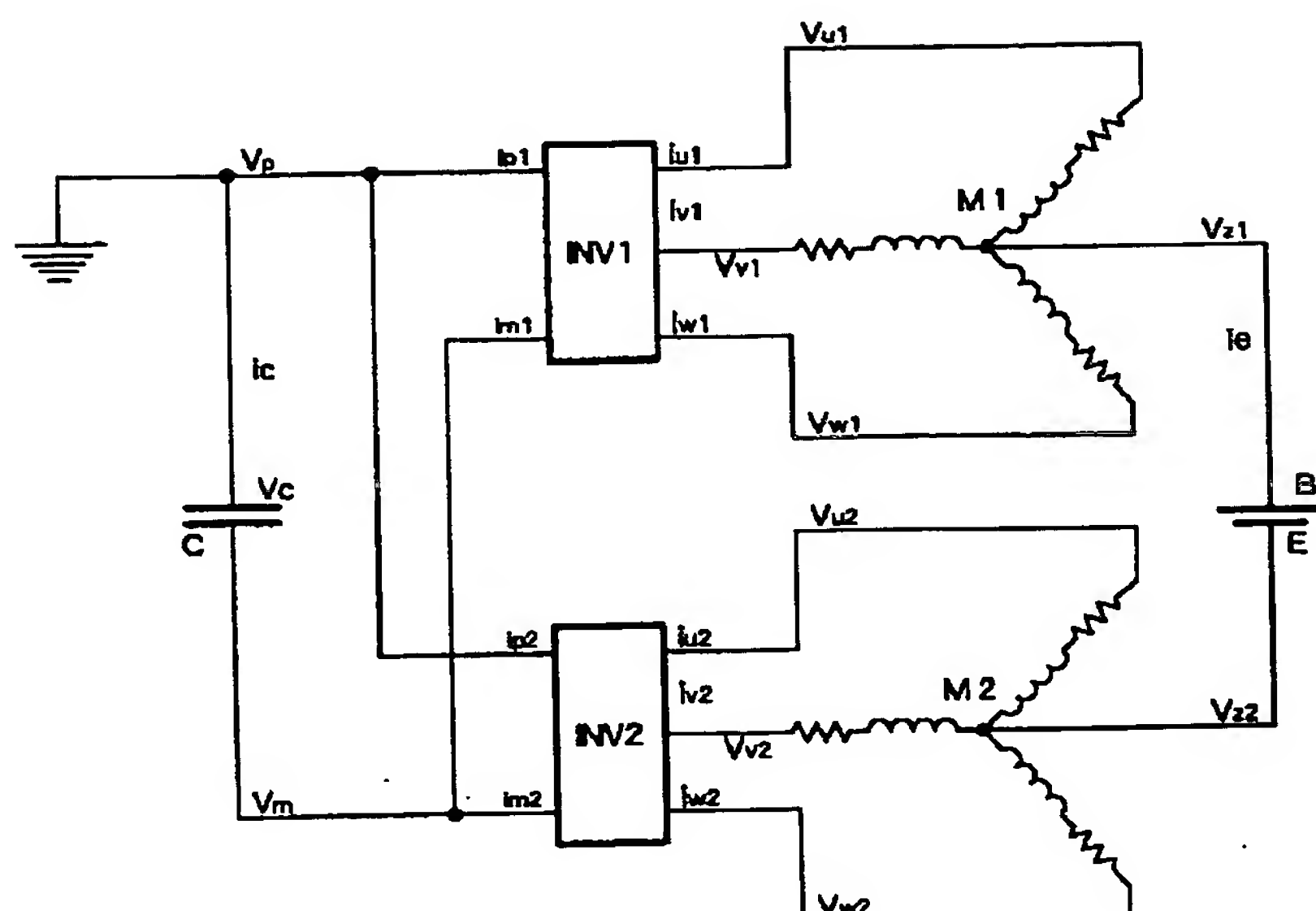
[Drawing 12]



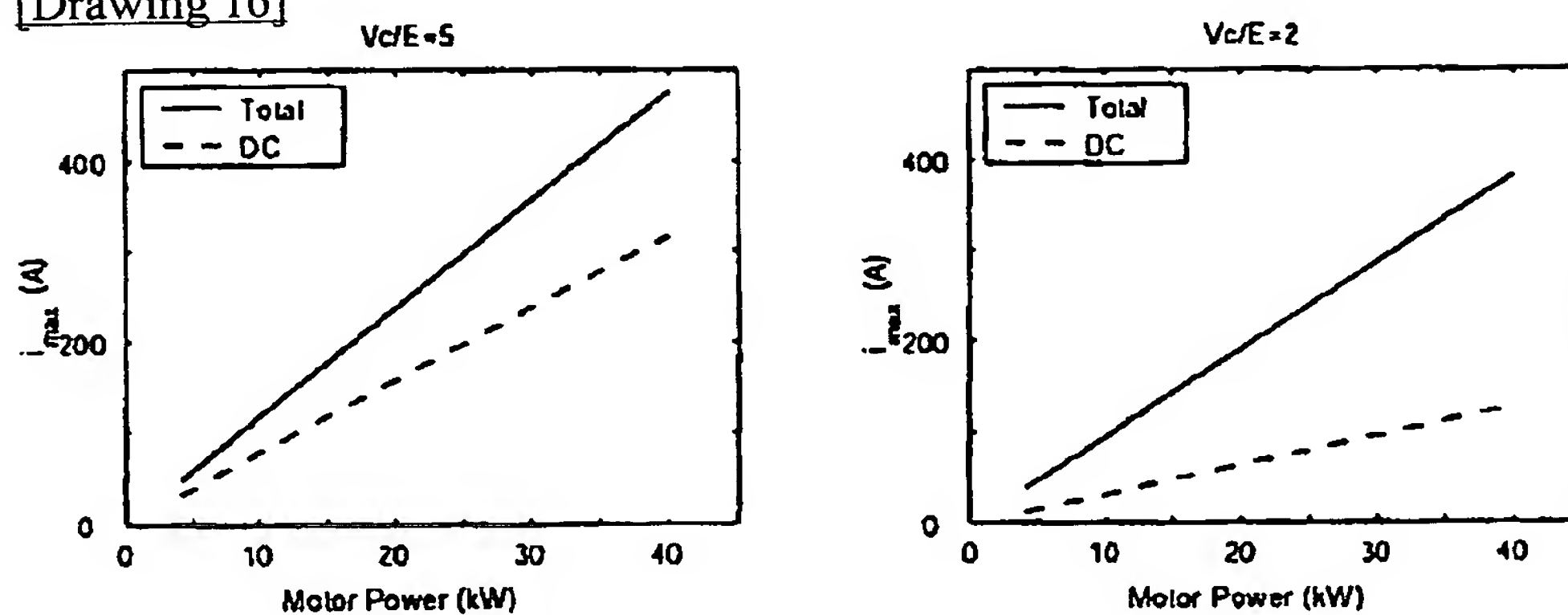
[Drawing 15]



[Drawing 13]

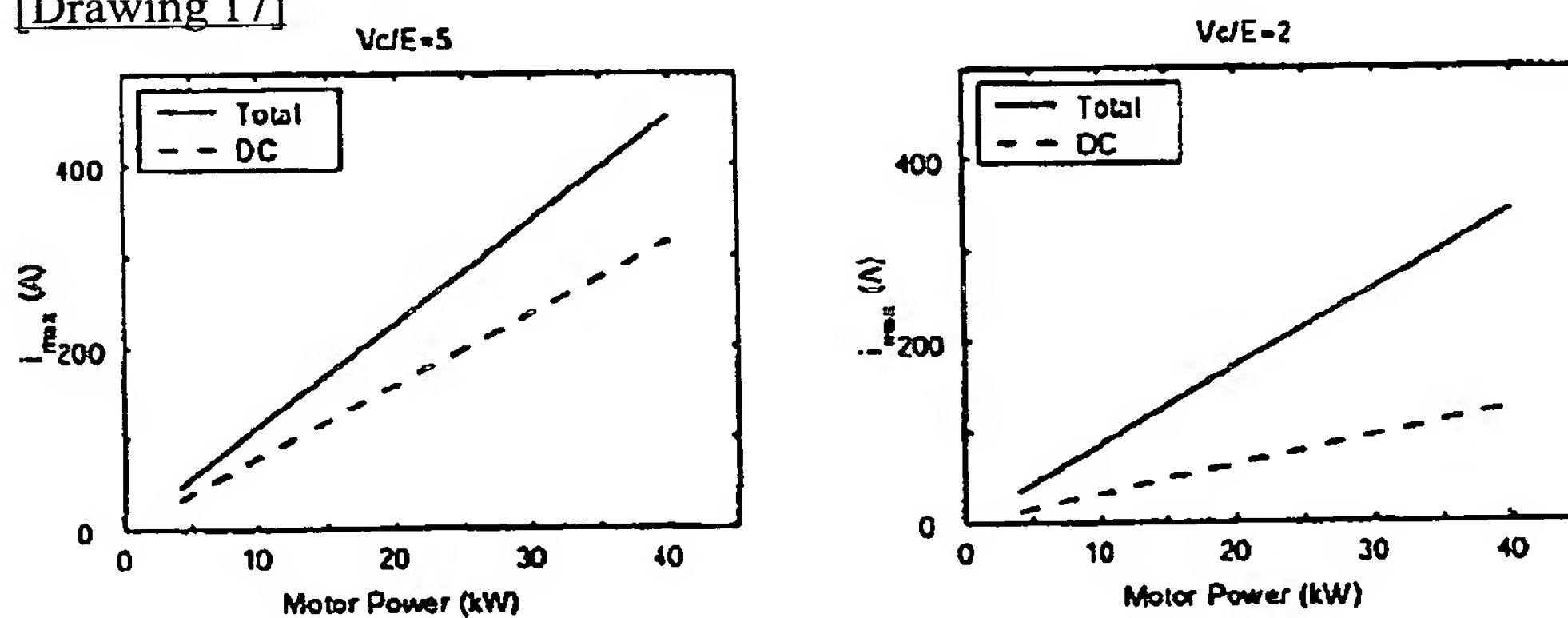


[Drawing 16]



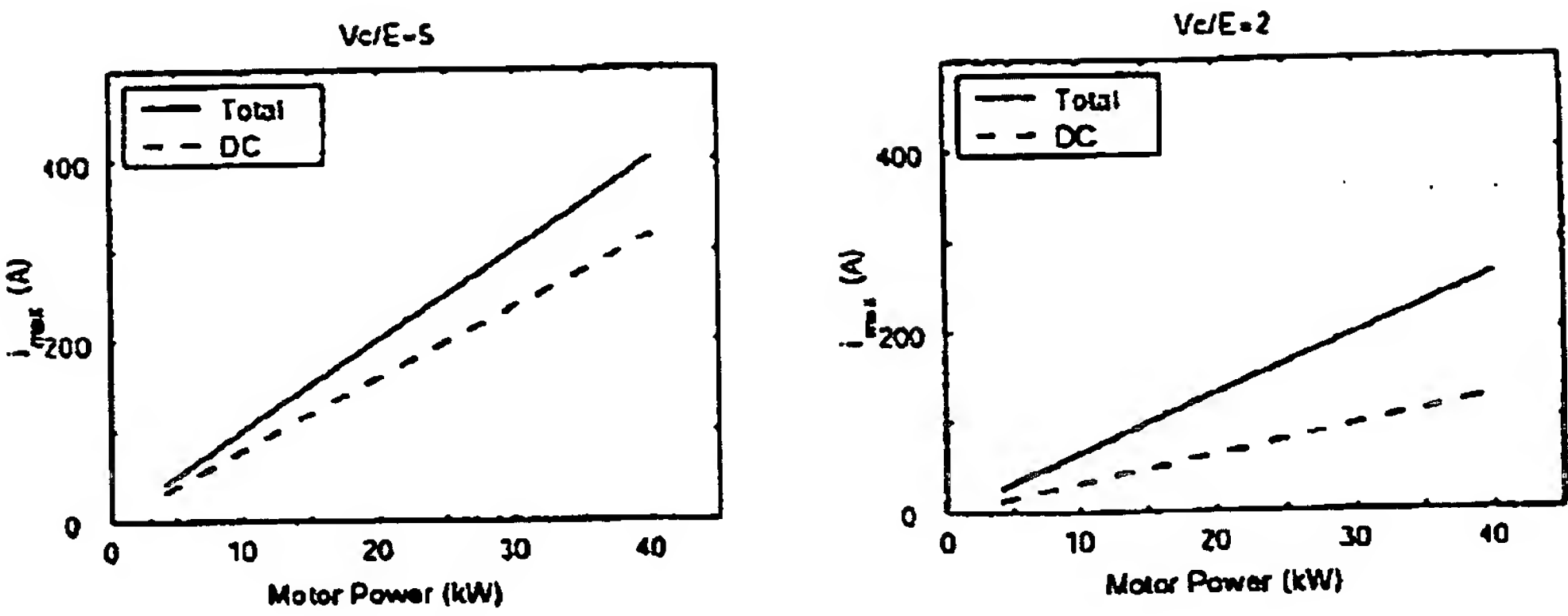
従来通電方法

[Drawing 17]

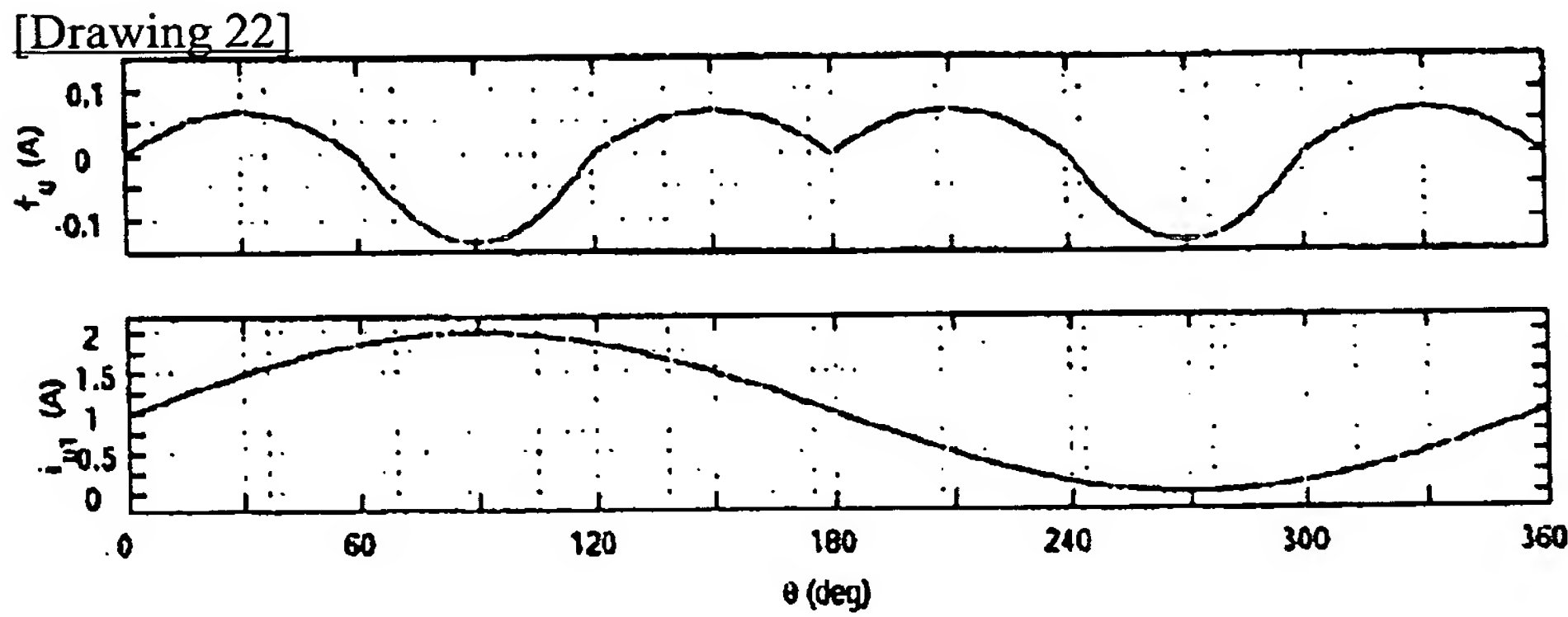


零相リップル非許容

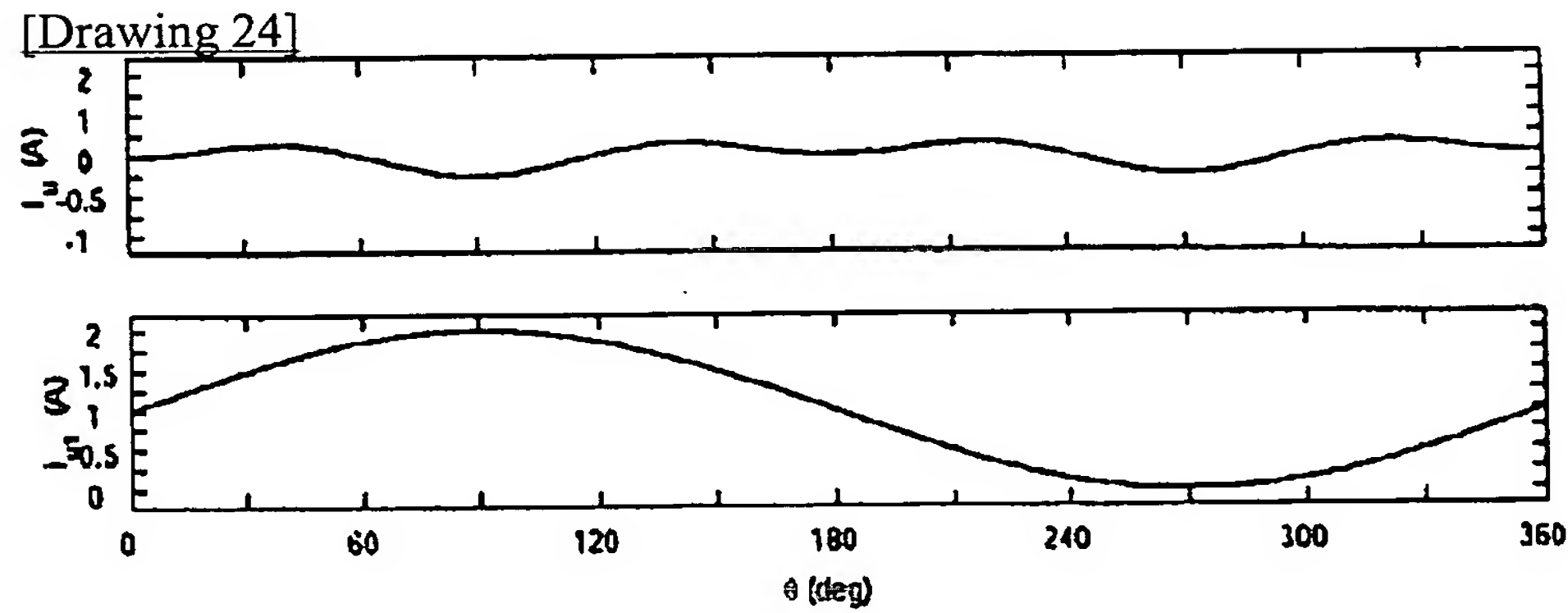
[Drawing 18]



零相リップル許容

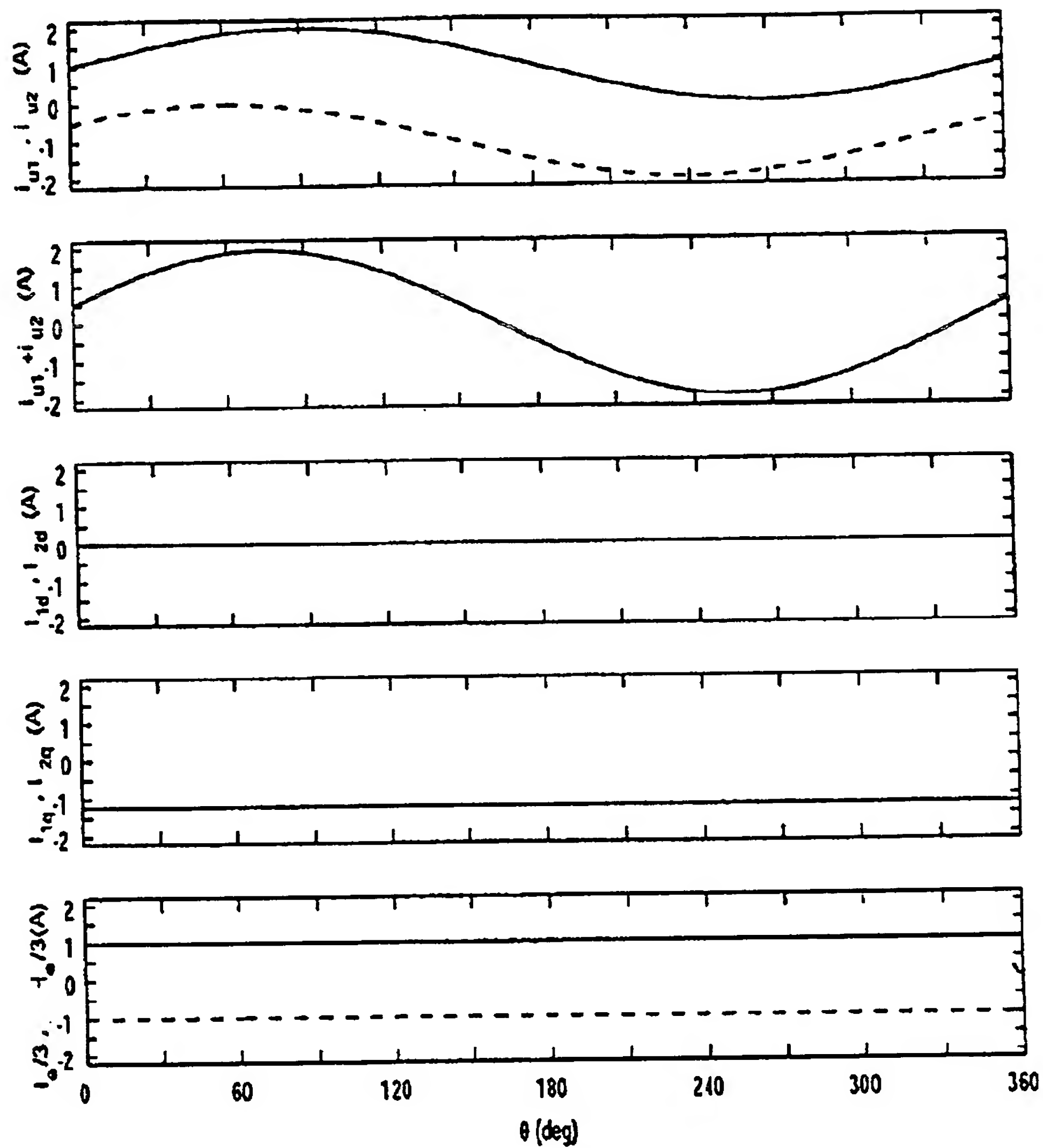


リップル電流を抑制する場合



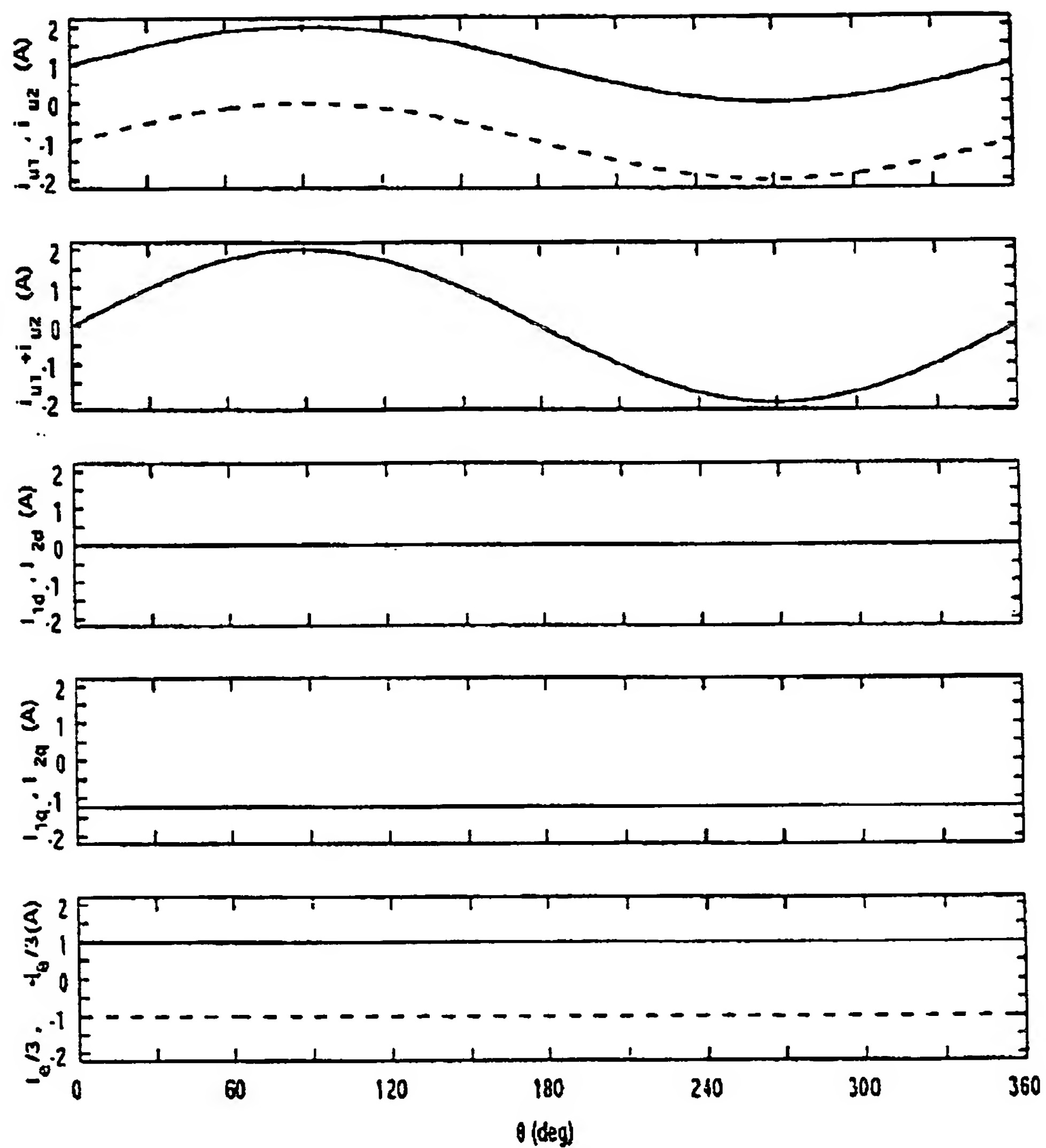
3 倍の高調波で交流振幅を変調する場合

[Drawing 19]



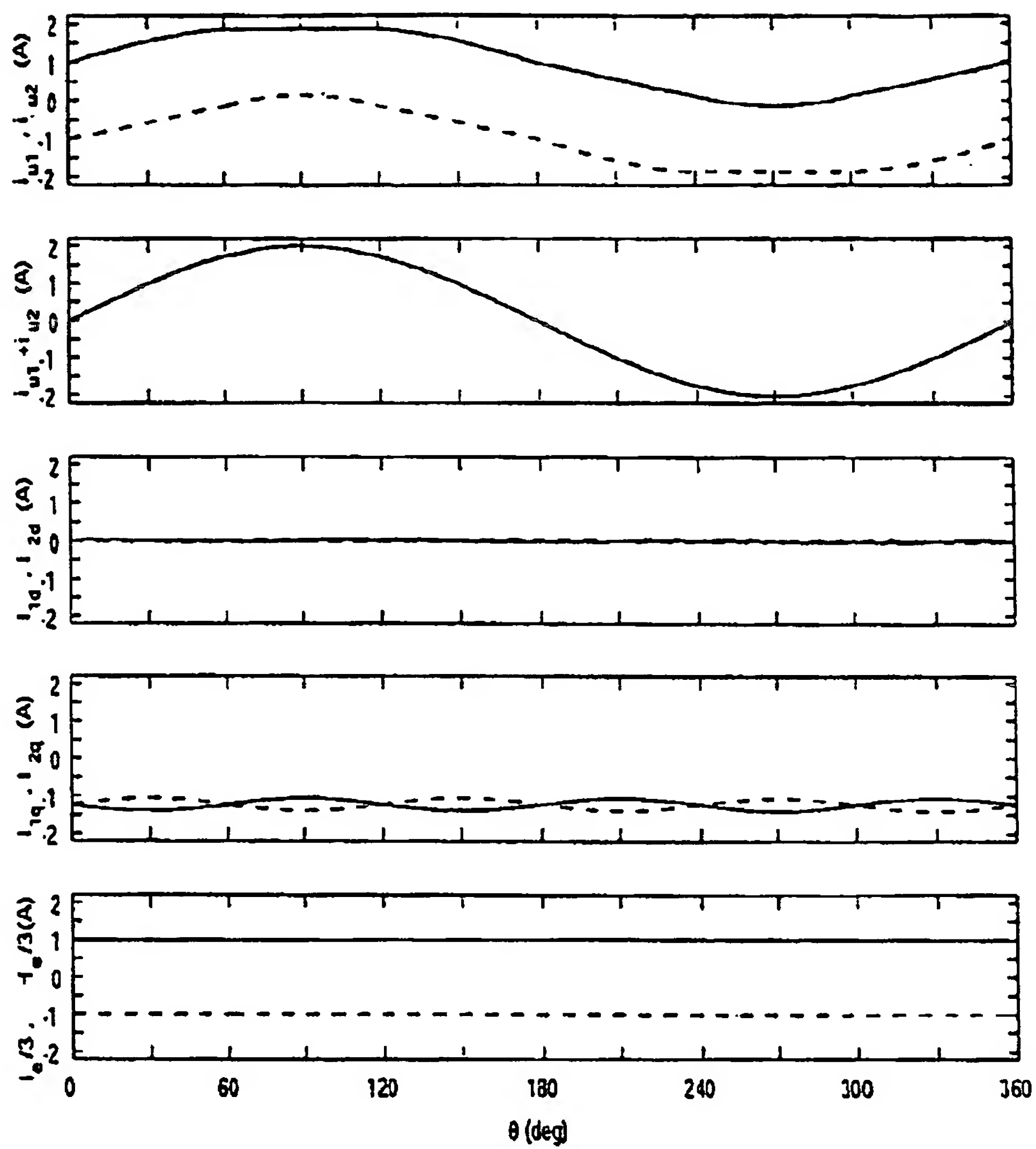
従来の相電流と零相電流など

[Drawing 20]



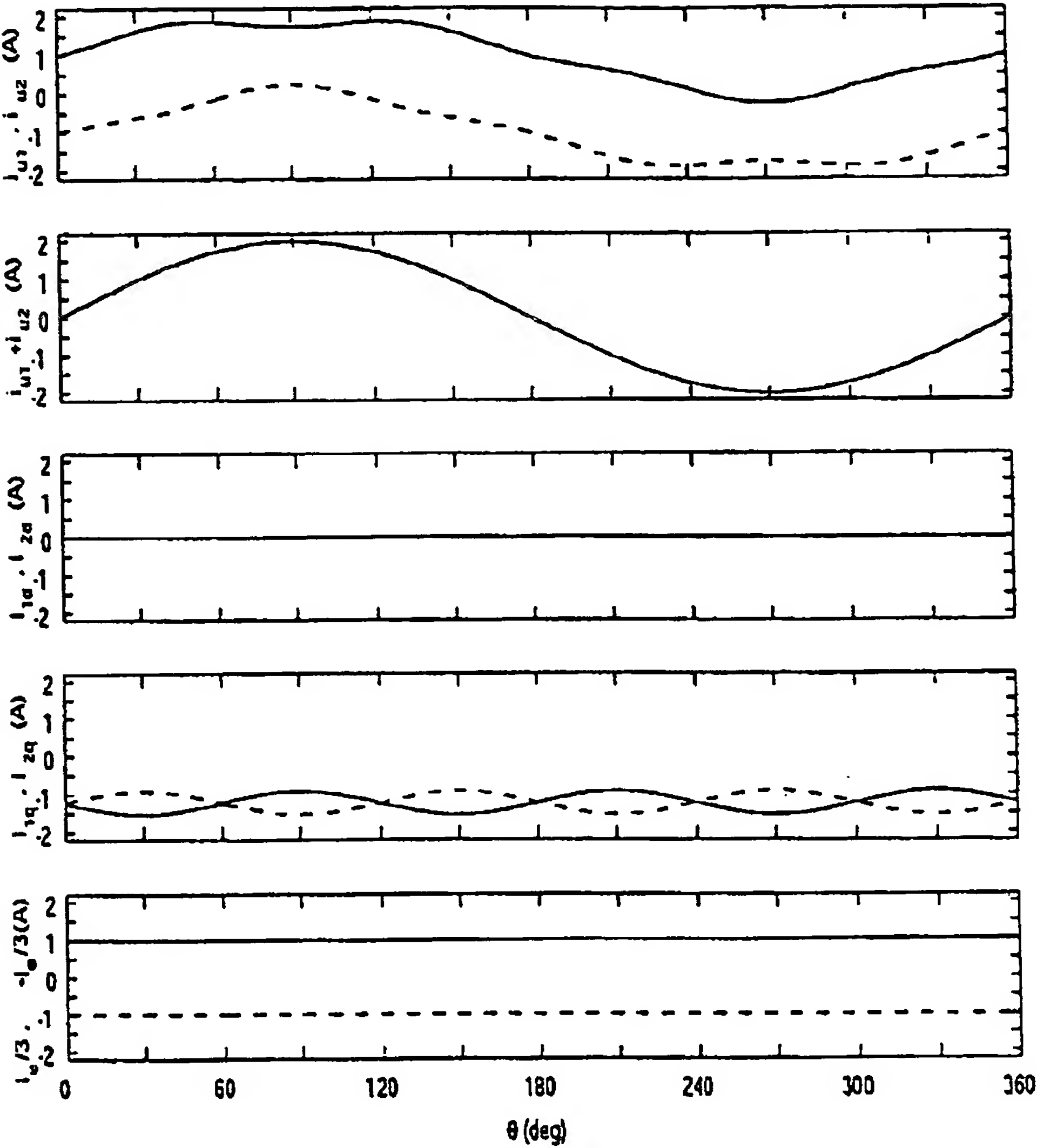
従来の相電流と零相電流など  
(コイル間位相差がある場合)

[Drawing 23]



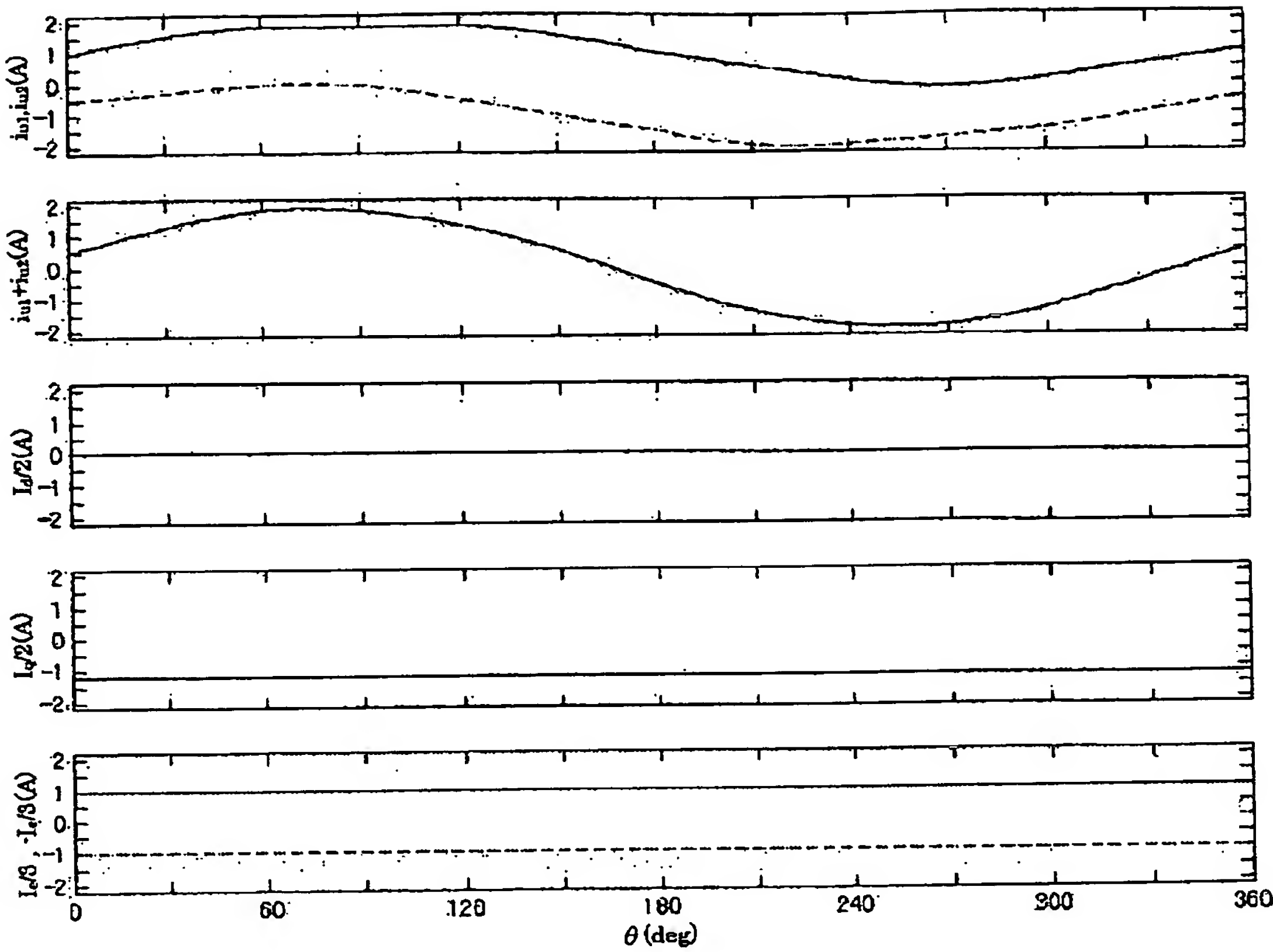
リップル電流を抑制する場合

[Drawing 25]

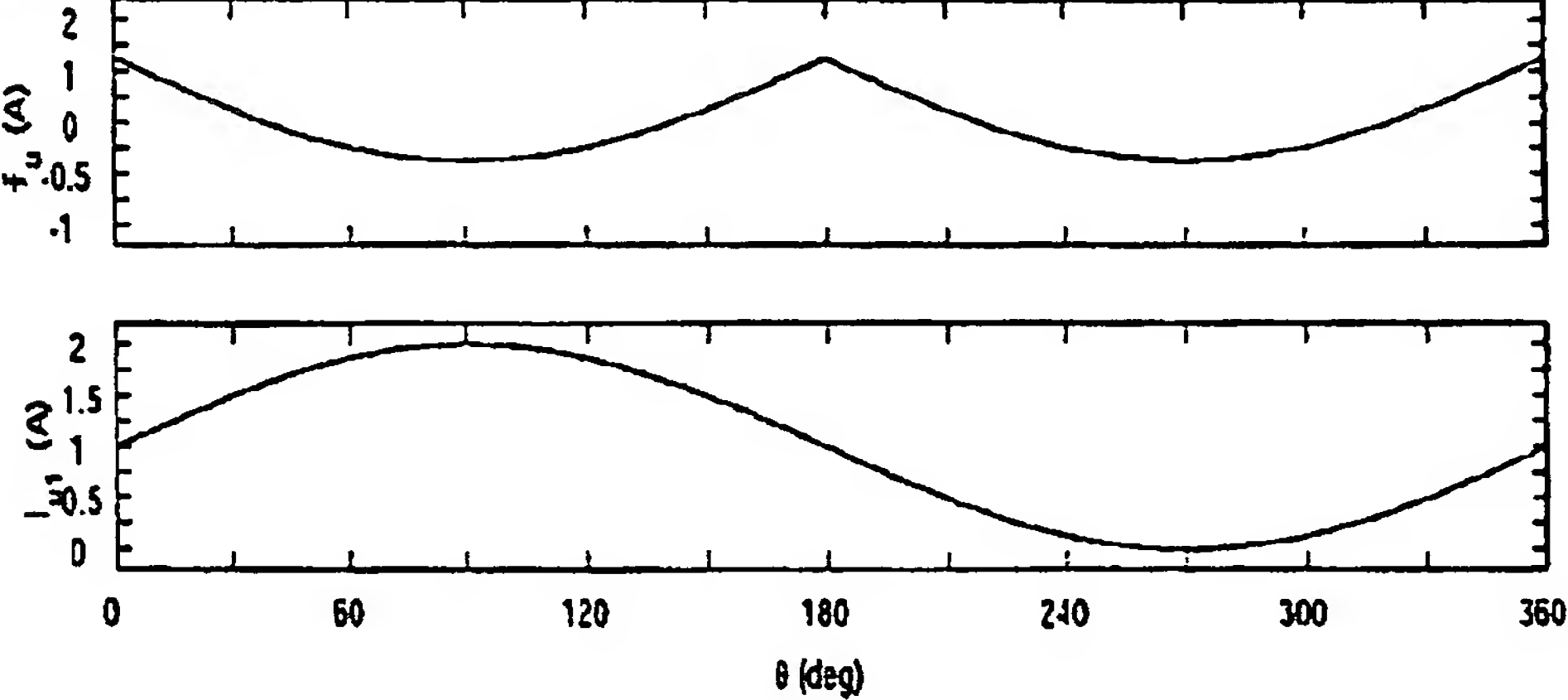


3 倍の高調波で交流振幅を変調する場合

[Drawing 26]

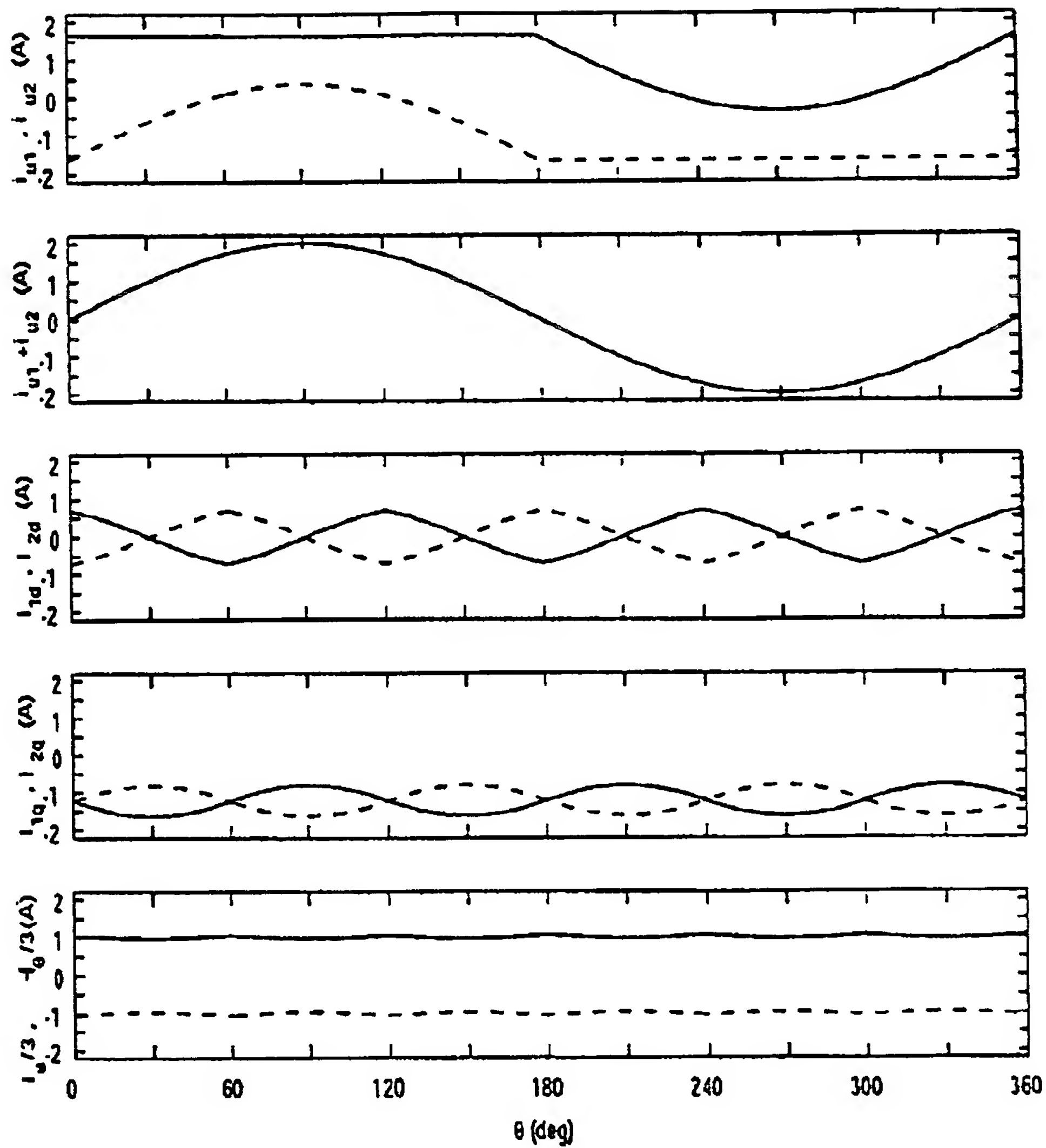


[Drawing 27]



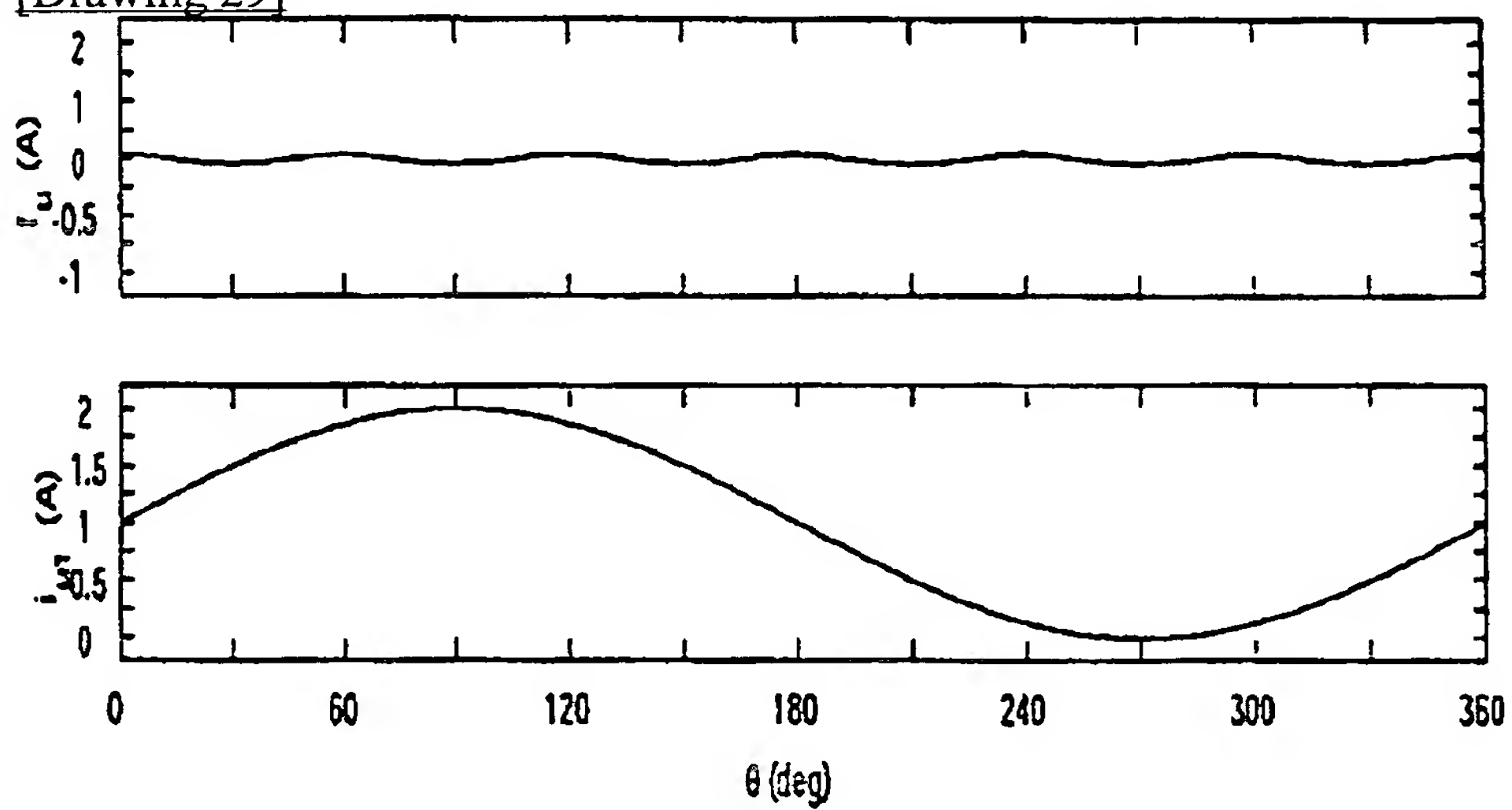
リップル電流を許す場合

[Drawing 28]



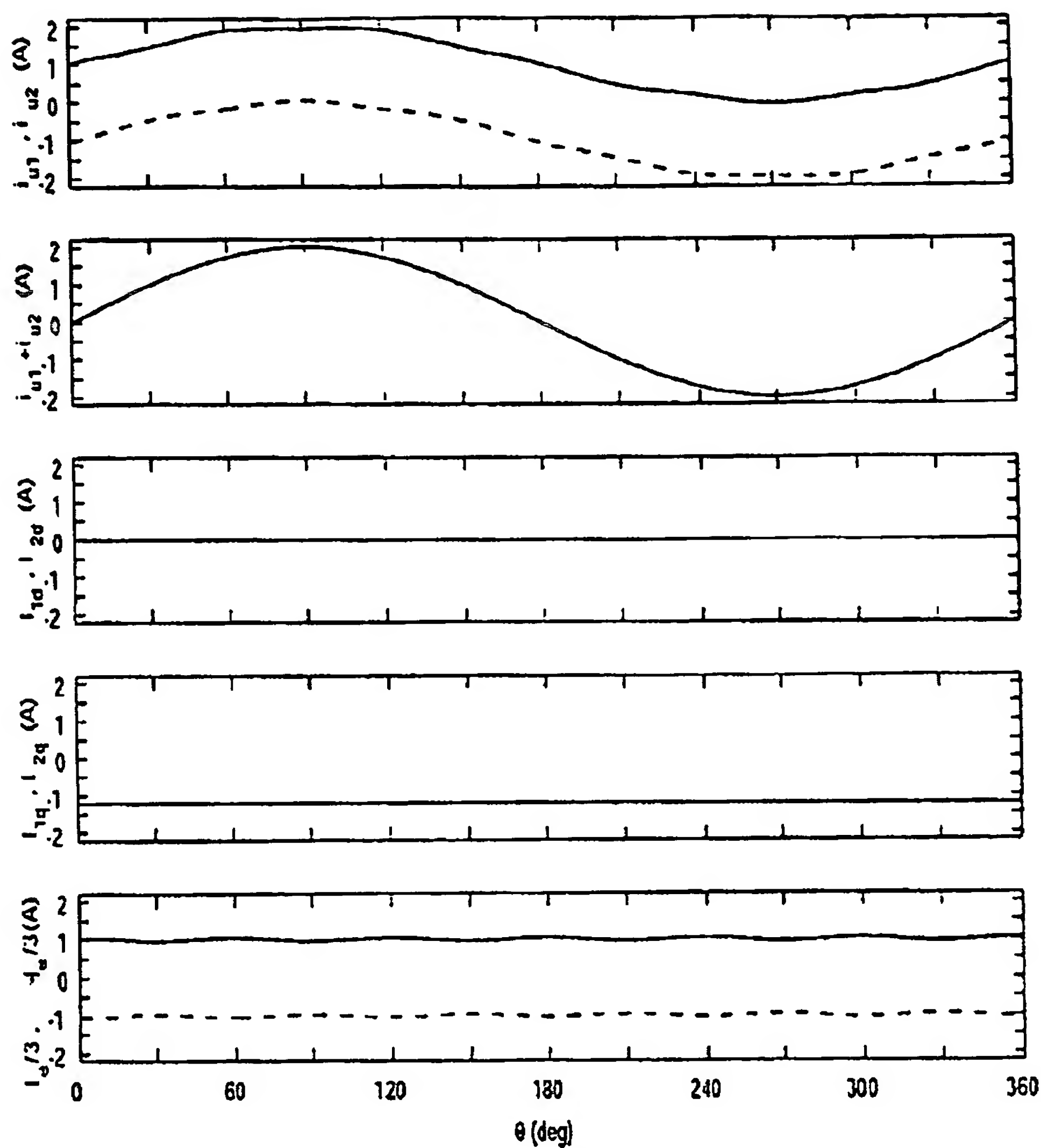
リップル電流を許す場合

[Drawing 29]



6 倍の高調波を加える場合

[Drawing 30]



6 倍の高調波を加える場合

[Translation done.]